21世纪全国本科院校电气信息类创新型应用人才培养规划教材

模拟电子技术学习指导及习题精选

主　编　姚娅川　李咏红　刘永春

副主编　周顺勇　黄常全



内 容 简 介

本书为总结精品课程“模拟电子技术”的教学实践，为配合高等学校“模拟电子技术”课程有关教材而编写。编者根据多年的教学实践经验，对教学内容进行归纳、总结，通过每章中的“基本知识点综述及重点难点剖析”对读者的学习进行指导。为便于读者掌握课程的基本要求、重点难点，书中精选了大量的“典型例题精解”，并附有“习题选编及答案”。

本书内容丰富，思路清晰，适用于高等学校本、专科学生复习和备考，并可供有关工程技术人员及各类自学人员参考。

图书在版编目(CIP)数据

模拟电子技术学习指导及习题精选/姚娅川，李咏红，刘永春主编. —北京：北京大学出版社，2013.9

(21世纪全国本科院校电气信息类创新型应用人才培养规划教材)

ISBN 978-7-301-23124-1

Ⅰ.①模… Ⅱ.①姚…②李…③刘… Ⅲ.①模拟电路—电子技术—高等学校—教学参考资料 Ⅳ.①TN710

中国版本图书馆CIP数据核字(2013)第207103号

书　　名：模拟电子技术学习指导及习题精选

著作责任者：姚娅川　李咏红　刘永春　主编

策 划 编 辑：程志强

责 任 编 辑：程志强

标 准 书 号：ISBN 978-7-301-23124-1/TM・0057

出 版 发 行：北京大学出版社

地　　址：北京市海淀区成府路205号　100871

网　　址：http://www.pup.cn　新浪官方微博:@北京大学出版社

电 子 信 箱：pup_6@163.com

电　　话：邮购部62752015　发行部62750672　编辑部62750667　出版部62754962

印　刷　者：

经　销　者：新华书店

787mm×1092mm　16开本　15印张　342千字

2013年9月第1版　2013年9月第1次印刷

定　　价：30.00元

前　　言

“模拟电子技术”课程是电子信息类各专业的专业基础课程，该课程的特点是器件的工作状态复杂，电路种类繁多，有许多的概念和新的解题方法，工程性比较强，难学、难懂、难掌握。为帮助学生学习该课程，特编写本书，目的在于能为学生提供一本参考书。本书既可系统扼要地归纳总结基本内容与概念，又能提供重点难点提示与分析，并加入典型例题引导读者更好地理解课程的概念，使读者能够掌握基本的分析方法并提高分析问题和解决问题的能力。

本书各章分为基本知识点及重点难点剖析、典型例题精解、习题选编及答案3部分。基本知识点综述及重点难点剖析部分：对各章的内容进行概述、归纳和总结，特别对要求熟练掌握或正确理解的重点内容进行说明和论述，通过本部分学习，可帮助读者理清思路，抓住重点，有利于读者正确掌握基本概念、工作原理和分析方法；典型例题精解部分：针对本章所需要掌握的基本电路、基本分析方法和计算方法进行了典型例题的分析、计算，在例题分析中除详细介绍解题步骤外，也注重讲述解题思路、方法和技巧，以扩展读者的思路，帮助读者加深对基本教学内容的理解和掌握；习题选编及答案部分：为了满足不同层次、不同水平读者的需求，适当地提供一些相关的练习题，有针对本章的基本概念的填空题、选择题，也有具有一定深度和难度的习题。

本书由姚娅川、李咏红、刘永春担任主编，姚娅川、李咏红负责全书的统稿和定稿工作；周顺勇和黄常全担任副主编。其中第1章由姚娅川编写，第2章和第3章由李咏红编写，第4章由黄常全编写，第6章和第8章由刘永春编写，第5章和第7章由周顺勇编写。

在此向所有关心、支持和帮助过本书编写、出版工作的同志们致以诚挚的谢意！

由于编者的能力和水平有限，对于书中的不足和不完善之处，恳请读者及同行给予批评和指正。

编　者

2013年6月

目　　录



第1章

半导体器件

本章教学要点

本章介绍半导体的基础知识，通过学习，掌握本征半导体、杂质半导体等基本概念和导电机理，PN结的形成过程及半导体二极管、半导体三极管以及场效应管的结构、工作原理、伏安特性曲线和主要参数。各知识点的基本要求见下表。

知识要点		掌握程度	相关知识
本征半导体的导电机理		正确理解	自由电子、空穴
杂质半导体的导电机理		正确理解	
PN结的形成及单向导电性		重点掌握	扩散、偏移运动
半导体二极管	半导体二极管的伏安特性	重点掌握	
	二极管电路的分析方法	重点掌握	
	稳压管特性及主要参数	重点掌握	
晶体三极管	晶体三极管放大模式下的电流分配关系	重点掌握	
	晶体三极管的输入输出特性曲线	重点掌握	
	晶体三极管的主要参数	正确理解	
场效应管	场效应管的工作原理	正确理解	
	场效应管的特性曲线	正确掌握	
	场效应管的主要参数	一般了解	

1.1 基本知识点及重点难点剖析

1.1.1 基本概念

1. 本征半导体

经过高度提纯后，晶体结构完整的单晶体称为本征半导体。

2. 杂质半导体

杂质半导体分为N型半导体和P型半导体。

(1) N型半导体(也称为电子型半导体)是在本征半导体中掺入微量的五价元素而形成，其自由电子为多数载流子，空穴为少数载流子。

(2) P型半导体(也称为空穴型半导体)是在本征半导体中掺入微量的三价元素而形成。其空穴为多数载流子，电子为少数载流子。

N型半导体和P型半导体对外不显电性。

3. PN结

1) 载流子的运动

(1) 扩散运动。在电中性的半导体中，当同一种载流子出现浓度差别时，载流子将从浓度较高的区域向浓度较低的区域运动，这种由多数载流子(简称“多子”)形成的运动称为载流子的“扩散运动”。扩散运动产生“扩散电流”。

(2) 漂移运动。在电场的作用下，少数载流子(简称少子)作定向运动，称为载流子的“漂移运动”。漂移运动产生“漂移电流”。

2) PN结的形成

在半导体晶体上，采取一定的掺杂工艺，使两边分别形成P型半导体和N型半导体。由于自由电子和空穴的浓度差，在交界处产生扩散运动，即N型区的电子向P型区扩散，P型区的空穴向N型区扩散。扩散使N区侧因失去自由电子，留下带正电的杂质离子(图中用⊕表示)；P区侧因失去空穴，留下带负电的杂质离子(图中用⊖表示)，如图1.1所示。由于物质结构的关系，半导体中的杂质离子虽然带电，但不能任意移动，不参与导电。它们集中在N区和P区的交界面两侧，形成了一个很薄的空间电荷区，这个空间电荷区就称为PN结。

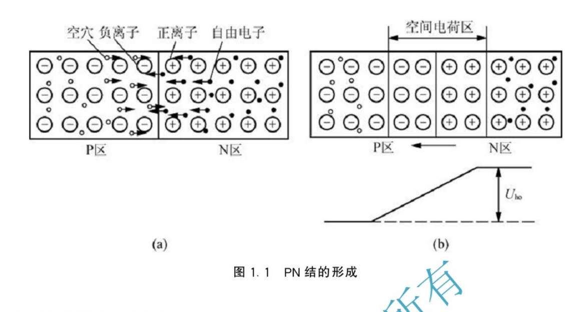


图 1.1 PN 结的形成

4. PN 结的单向导电性

PN 结外加正向电压(P 区接电源的正极，N 区接电源的负极)→空间电荷区变窄→PN 结电阻变小→导通。

PN 结外加反向电压(N 区接电源的正极，P 区接电源的负极)→空间电荷区变宽→PN 结电阻变大→不导通(截止)。

1.1.2 半导体二极管

半导体二极管是 PN 结外加引线由管壳封装构成，其结构分为点接触型、面接触型和平面型二极管。

1. 二极管的伏安特性

二极管的伏安特性如图 1.2 所示，由图中正向特性可见，使二极管开始导通的临界电压称为开启电压 U_{on}(硅管 0.5V，锗管 0.1V)，而二极管导通后导通电压通常硅管取 0.7V，锗管取 0.2V。当二极管外加反向电压时，PN 结承受反向偏置，电流很小，且反向电压在较大范围内变化时反向电流值基本不变，称为反向饱和电流。此时，二极管处于截止状态。小功率硅管的反向饱和电流约在 0.1μA 以下，锗管通常在几十微安。当反向电压增加到某一数值时(一般为几十伏、高的可达数千伏)，二极管被击穿。普通二极管往往因击穿过热而烧毁。

2. 二极管的等效电路

由于二极管特性曲线是非线性，这将给分析电路带来一定的困难，所以在分析精度允许的条件下，可用线性电路模型来代替实际的二极管。等效方式简述如下。

(1) 理想二极管的等效模型。正向导通时，二极管两端电压降为零；反向截止时，二



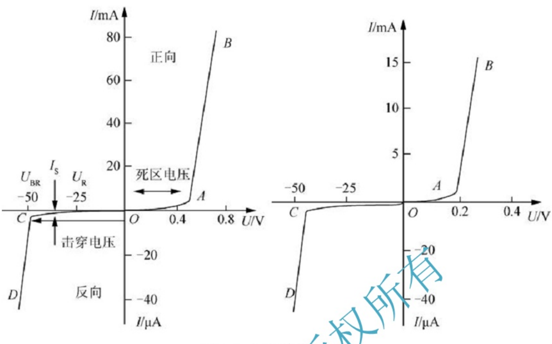


图 1.2　二极管伏安特性

极管通过的电流为零。

（2）理想二极管串联电压源的等效模型。二极管导通时，正向压降为一个常值 U_{on}；反向截止时，二极管通过的电流为零。

（3）折线等效模型。二极管外加正向电压大于 U_{on} 时，其特性曲线的切线斜率为 r_D 的倒数；反向截止时，二极管通过的电流为零。因此，等效模型为理想二极管串联电压源 U_{on} 再串联直流电阻 r_D（$r_D=\Delta U/\Delta I$）。

（4）微变等效模型。在有二极管的电路中，除直流电源外还引入微小的交变信号，二极管的工作状态将在直流工作点 Q 附近有微小变动，为分析二极管在直流工作点附近电压和电流微小变化量之间的关系，可用静态工作点 Q 处切线表示实际的二极管伏安特性曲线上的这一小段。切线斜率为 $\tan\theta=\Delta i_D/\Delta u_D$，其动态电阻为 $r_d \approx U_T/I_D$。

前面 3 种等效模型适合二极管工作在大信号条件下（如整流二极管、开关二极管等）。最后一种等效模型适合二极管工作在小信号条件下。

3. 稳压二极管

稳压二极管是一种特殊的二极管，它工作在反向击穿状态，利用二极管的反向击穿特性实现稳压。稳压二极管通常用硅材料制成，也称硅稳压管。

使用稳压管时，为使工作在反向击穿区，应将外加电压的正端接稳压管的阴极，外加电压的负端接稳压管的阳极。

1.1.3　双极型晶体管

双极型晶体管（BJT）又称晶体三极管、半导体三极管，简称晶体管，由于靠电子和空

穴两种载流子导电，故称为双极型晶体管。它在结构上具有3个掺杂区即发射区、基区、集电区。并分别引有发射极e、基极b和集电极c 3个电极，两个PN结即b、e间为发射结，b、c间为集电结。其在结构特点上应是发射区采用高浓度掺杂，基区薄，集电区面积大。从类型上分为NPN型和PNP型、硅管和锗管。

1. 三极管的电流放大系数

共射交流电流放大系数和共基交流电流放大系数分别表示为β和α。直流则表示为$\bar{\beta}$和$\bar{\alpha}$。

共射：$\bar{\beta}=\beta=\Delta I_C/\Delta I_B$；

共基：$\bar{\alpha}=\alpha=\Delta I_C/\Delta I_E$；

α、β两者的关系为：$\alpha=\beta/(1+\beta)$，$\beta=\alpha/(1-\alpha)$。

2. 半导体三极管的共射特性曲线

（1）输入特性曲线：$i_B=f(u_{BE})|U_{CE}=$常数。

三极管输入特性曲线相当于二极管正向特性曲线，它实际是三极管发射结正向特性曲线，如图1.3所示。

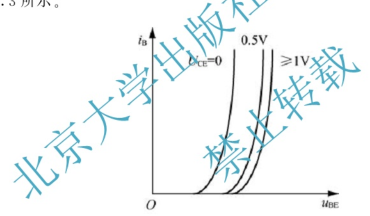


图1.3　三极管的输入特性曲线

（2）输出特性曲线：$i_C=f(u_{CE})|I_B=$常数。

三极管输出特性曲线是一个曲线族，把三极管的工作状态分为3个区，即放大区、饱和区、截止区，如图1.4所示。

放大区：$U_{CE}\geqslant 1V$，i_C基本上只受i_B控制与u_{CE}无关，$I_C=\bar{\beta}I_B$，$\Delta i_C=\beta\Delta i_B$，曲线平行等距。此时发射结正偏，集电结反偏。

饱和区：当$U_{CB}\leqslant 0$或$U_{CE}\leqslant U_{BE}$时，$i_C\neq\bar{\beta}i_B$，饱和区是靠近纵轴的区。此时发射结、集电结均处于正偏。

截止区：$I_B\leqslant 0$，此时集电极电流近似为零，集电极电压接近电源电压。此时发射结、集电结均处于反偏，近似认为$i_C\approx 0$。



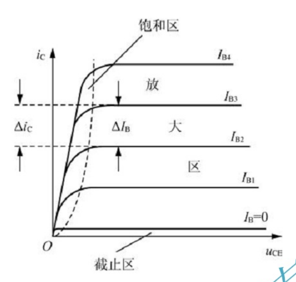


图 1.4　三极管的输出特性曲线

1.1.4　场效应管

场效应管是电压控制型器件。由于场效应管内参与导电的只有一种载流子，即多数载流子，所以也称为单极型晶体管，它有 P 型和 N 型两种导电沟道。

场效应管按其结构可分为结型场效应管和绝缘栅型场效应管，从工作性能来看，场效应管可分为耗尽型和增强型两类。

1. 结型场效应管

结型场效应管的工作原理是 PN 结必须反向偏置，用控制栅源电压 U_{GS} 的大小来改变 PN 结的宽窄，从而改变通道电阻的大小，达到控制漏极电流的目的。

2. 绝缘栅型场效应管

绝缘栅型场效应管是利用改变栅源电压来改变导电沟道电荷的数量，进而改变导电沟道的宽窄，从而控制多数载流子在沟道中的漂移运动所产生的漏电流。

绝缘栅型场效应管又分为增强型和耗尽型两种。增强型在无外加电压时无导电沟道。耗尽型与增强型的不同之处，是在绝缘层中人为地掺入相应的离子，在栅极与衬底间形成电场，该电场足以在衬底形成反型层，即形成载流子的沟道，所以耗尽型无外加电压时有余电满足。它控制漏极电流的过程与增强型一样。

3. 场效应管的特性曲线

场效应管的特性曲线有转移特性曲线和输出特性曲线，可反映出栅源电压对漏极电流的控制能力。场效应管的输出特性可分为 3 个区域：可变电阻区、夹断区、恒流区。

可变电阻区：改变 U_{GS} 即改变了漏极与源极间的电阻，通常作为压控电阻使用，即靠近纵轴的区。

夹断区：也称为截止区，即靠近横轴的区。

恒流区：又称为放大区，当场效应管应用于放大电路时应工作在恒流区。

1.2　典型例题精解

【例 1.1】 理想二极管电路如图 1.5 所示，试判别电路中的二极管是导通还是截止，并求出输出电压 u_o。

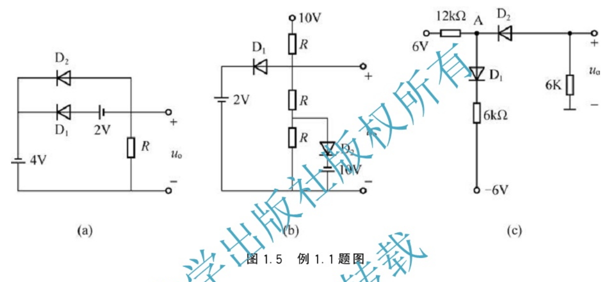


图 1.5　例 1.1 题图

【解】 本题考查二极管的单向导电性。

(a) D_1 管导通，D_2 管截止，$u_o=-6V$。

(b) 由于 D_2 管导通后将使 $u_o=0$，因而 D_1 管将不能导通。因此，D_1 截止，D_2 导通，$u_o=0$。

(c) 令 D_1 管导通，D_2 管截止，则 A 点电位 U_A 为

$$U_A=6-\frac{6-(-6)}{12+6}\times 12=6-8=-2V$$

所以 D_2 截止的设定不成立。重令 D_1、D_2 均导通，此时，按叠加定理求得 U_A 为

$$U_A=\frac{6/\!/6}{12+(6/\!/6)}\times 6+\frac{12/\!/6}{6+(12/\!/6)}\times(-6)=-1.2V$$

可见，D_1、D_2 均导通的设定成立，且 $u_o=U_A=-1.2V$。

【例 1.2】 二极管的电路如图 1.6(a)所示，设 D 为理想二极管。

(1) 试画出电路的传输特性(u_o 与 u_i 特性)。

(2) 假定输入电压如图 1.6(b)所示，试画出相应的 u_o 波形。

【解】 本题考查在不同的输入值下，由于二极管的单向导电性，输出的变化情况。

(1) 当 $u_i<12V$，且 $u_i>-10V$，D_1 和 D_2 同时截止，则 $u_o=u_i$；当 $u_i\geqslant 2V$ 时，D_1 导通，D_2 截止，此时电路可简化成如图 1.6(c)所示。

由图 1.6(c)可得

$$u_o = 12\text{V} + (u_i - 12\text{V})\frac{R_2}{R_1 + R_2} = 4\text{V} + \frac{2}{3}u_i$$

若 $u_i = 16\text{V}$，则 $u_o = -14.7\text{V}$。

当 $u_i \leqslant -10\text{V}$ 时，当 D_1 截止，D_2 导通，此时电路可简化成如图 1.6(d)所示。

此时

$$u_o = -10\text{V} + (u_i + 10\text{V})\frac{R_3}{R_1 + R_3} = -\frac{10}{3}\text{V} + \frac{2}{3}u_i$$

若 $u_i = -12\text{V}$，则 $u_o = -11.33\text{V}$。

由(1)可得传输特性如图 1.6(e)所示。

(2) 输出波形如图 1.6(f)所示。

当 $u_i = +15\text{V}$ 时，$u_o = 4\text{V} + \frac{2}{3}u_i = 14\text{V}$；

当 $u_i = -14\text{V}$ 时，$u_o = -\frac{10}{3}\text{V} + \frac{2}{3}u_i = -12.7\text{V}$。

图 1.6　例 1.2 题图

【例 1.3】 测得放大电路中 6 只晶体管的直流电位如图 1.7(a)所示。在圆圈中画出管子，并分别说明它们是硅管还是锗管。

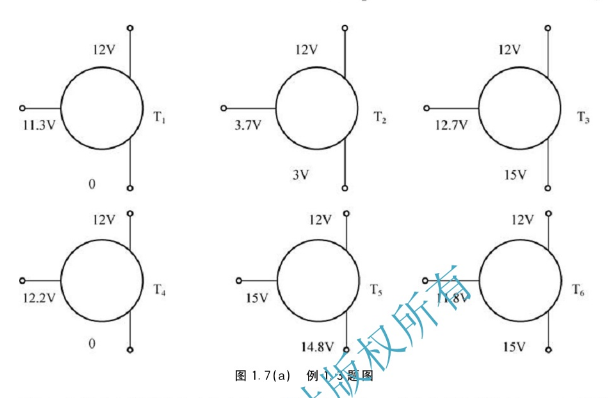


图 1.7(a)　例 1.3 题图

【解】本题考查晶体管处于放大状态时的工作情况。6 只晶体管分别如图 1.7(b)所示。

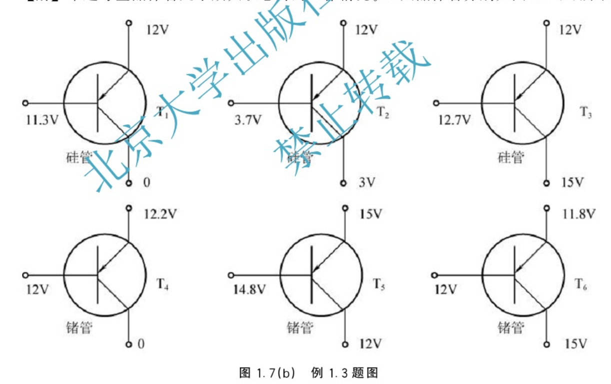


图 1.7(b)　例 1.3 题图

【例 1.4】已测得晶体三极管各极对地电位如图 1.8 所示。试判断各晶体三极管处于何种工作状态(饱和、放大、截止或损坏)。

【解】本题考查晶体管的 3 种工作状态。在图 1.8(a)中，3AD6 是锗管。$U_{BE}=0.2V$，即发射结正偏；$U_{CB}=5.7V$，即集电结反偏。所以晶体管工作在放大区。

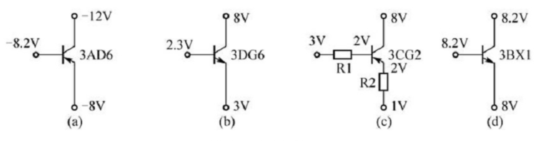


图 1.8 例 1.4 题图

在图 1.8(b)中，3DG6 是硅 NPN 管。$U_{BE}=-0.7V$，即发射结反偏；$U_{CB}=5.7V$，即集电结反偏。所以晶体管工作在截止区。

在图 1.8(c)中，3CG2 是硅 PNP 管，$U_{BE}=0$，而 I_E 和 I_B 不为零，表明发射结短路，晶体管已损坏。

在图 1.8(d)中，3BX1 是锗 NPN 管。$U_{BE}=0.2V$，即发射结正偏；$U_{CE}=0.2V$，即集电结零偏。所以晶体管工作在临界饱和区。

【例 1.5】 现有两只稳压管，它们的稳定电压分别为 6V 和 8V，正向导通电压为 0.7V。试问：(1)若将它们串联相接，则可得到几种稳压值？各为多少？(2)若将它们并联相接，则可得到几种稳压值？各为多少？

【解】 本题考查稳压管的工作特性，主要考查稳压管工作在反向击穿区的特性。

(1) 串联相接如图 1.9(a)所示，可得到 14V、6.7V、8.7V 和 1.4V 4 种稳压值；(2) 并联相接如图 1.9(b)所示，可得到 0.7V 和 6V 两种稳压值。

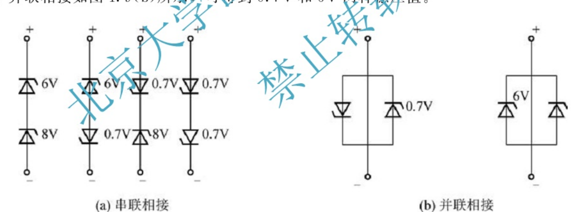


图 1.9 例 1.5 题图

【例 1.6】 已知图 1.10 所示电路中，稳压管的稳定电压 $U_z=-6V$，最小稳定电流 $I_{zmin}=5mA$，最大稳定电流 $I_{zmax}=25mA$。(1)分别计算 u_i 为 10V、15V、30V 三种情况下的输出电压 u_o 的值；(2)若 $u_i=35V$ 时负载开路，则会出现什么现象？为什么？

【解】 本题考查限流电阻的作用、稳压管的特性。

(1) 当 $u_i=10V$ 时，假设 u_o 为 6V，则流过 1k 电阻上的电流 $I_R=\frac{10-6}{1}mA=4mA<I_{zmin}=5mA$，此时稳压管不工作在反向击穿区，即不稳压，仅有微弱的反向电流，故

$$u_o \approx \frac{u_i}{R+R_L} \times R_L = \frac{10}{1+0.5} \times 0.5\text{V} = 3.33\text{V}$$

图 1.10　例 1.6 题图

当 $u_i = 15\text{V}$ 时，假设 u_o 为 6V，则 $I_R = \frac{15-6}{1}\text{mA} = 9\text{mA}$，然而 $I_{R_L} = \frac{6}{0.5} = 12\text{mA}$，因此 u_o 仍然达不到 6V，此时 $u_o \approx \frac{u_i}{R+R_L} \times R_L = \frac{15}{1+0.5} \times 0.5\text{V} = 5\text{V}$。

当 $u_i = 35\text{V}$ 时，输出电压 u_o 可达到 6V。

(2) $I_z = \frac{u_i - u_z}{R} = \frac{35-6}{1}\text{mA} = 29\text{mA} > I_{z\max} = 25\text{mA}$，因此稳压管会因功耗过大而烧坏。

【例 1.7】 测得电路中几个三极管对地电压如图 1.11 所示，试判断它们各处于放大、截止或饱和状态中的哪一种？或是损坏？(指出哪个结开路或短路)

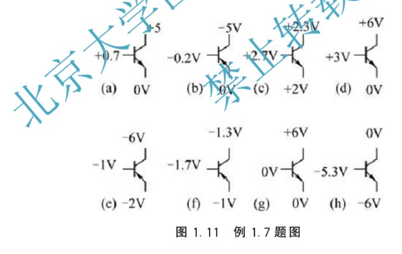


图 1.11　例 1.7 题图

【解】 本题考查如何用 3 个电极的电压来判断三极管的工作状态。

三极管发射结正向偏置而集电结反向偏置时处于放大状态，发射结与集电结均反向偏置时处于截止状态，发射结与集电结均正向偏置时处于饱和状态。基极与发射极间的电压 U_{BE} 硅管为 0.7V 左右，锗管为 0.2V 左右。可知：(a)、(b)、(h)处于放大状态；(e)、(g)处于截止状态；(f)、(c)处于饱和状态；(d)$U_{BE} = 3\text{V} > 0.7\text{V}$，所以发射结开路。

【例 1.8】 电路如图 1.12(a)、(b)所示，稳压管的稳定电压 $u_z = 3\text{V}$，R 的取值合适，u_i 的波形图如图 1.12(c)所示。试分别画出 u_{o1} 和 u_{o2} 的波形。

【解】本题考查稳压管限幅特性。u_{o1} 和 u_{o2} 的波形如图 1.12(d)所示。

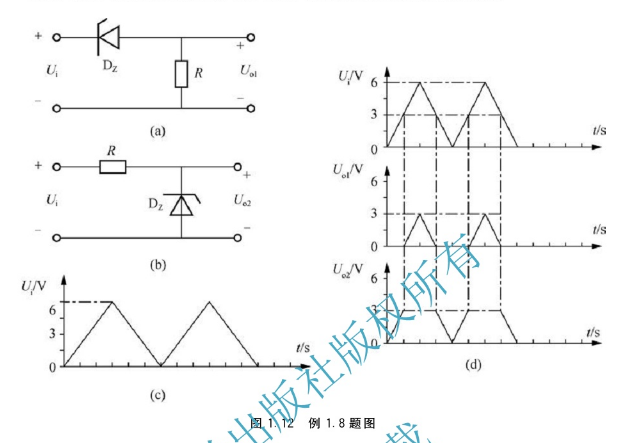


图 1.12 例 1.8 题图

【例 1.9】已知 T_1、T_2 两只晶体管的电流放大系数 β 分别为 50 和 100，现测得放大电路中这两只管子的两个电极的电流如图 1.13(a)所示。试分别求出另一电极的电流，画出三极管，并标出各管脚的实际电流方向。

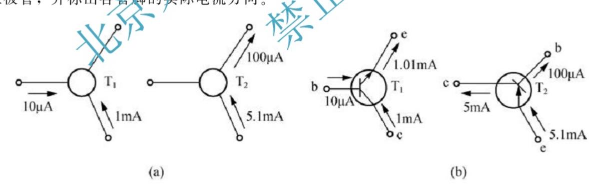


图 1.13 例 1.9 题图

【解】根据电流之间的分配关系，可以求出 b、c、e 的位置，并由电流方向得出是 PNP 型管还是 NPN 型管。

在 T_1 中，$1mA/10\mu A=100=\beta$，故 $10\mu A$、$1mA$ 处分别为 b 极和 c 极，电流流向发射极为 NPN 型管。$I_E=(\beta+1)\times10\mu A=101\times10\mu A=1010\mu A=1.01mA$。

在 T_2 中，$5.1mA/100\mu A=50+1=\beta+1$，故 $I_c=\beta\times100\mu A=50\times100\mu A=5mA$，电流流出发射极为 PNP 型管。三极管及各管脚的电流方向如图 1.13(b)所示。

【例 1.10】电路如图 1.14 所示，$I_{DSS}=3mA$，$U_{GS(off)}=-3V$，分别求出 $R_d=0$，$r_d=3.9k\Omega$ 和 $R_d=10k\Omega$ 时 I_D 的值，并分别指出场效应管的工作区域。

【解】本题考查场效应管的工作特性。

对于场效应管，若它工作在饱和区，则有

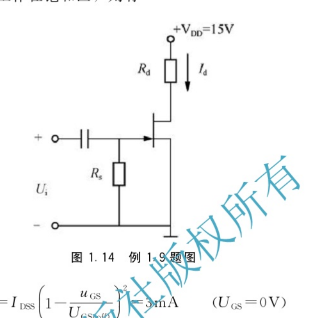


图 1.14 例 1.9 题图

$$i_D=I_{DSS}\left(1-\frac{u_{GS}}{U_{GS(off)}}\right)^2=3mA \qquad (U_{GS}=0V)$$

于是，在 R_d 取不同值时，可分别计算出 U_{DS}。

$$U_{DS}=V_{DD}-I_DR_d$$

当 $R_d=0\Omega$ 时，$U_{DS}=V_{DD}=15V$；

当 $R_d=3.9k\Omega$ 时，$U_{DS}=15-3.9\times3=3.3V$；

当 $R_d=10\Omega$ 时，$U_{DS}=15-10\times3=-15V$（不合理）。

前两种情况，$U_{GD}=U_{GS}-U_{DS}<U_P$，所以场效应管工作在输出特性曲线的饱和区；第三种情况，U_{DS} 不可能小于零，故 $I_D<3mA$，所以此时场效应管工作在可变电阻区。此时若忽略 U_{DS}，则 $I_D=V_{DD}/R_D=1.5mA$。

【例 1.11】如图 1.15 所示，在 4 个场效应管电路中，试判断哪个电路工作在恒流区？哪个电路工作在可变电阻区？哪个电路工作在截止区？

【解】本题考查场效应管的输出特性。

（1）在图 1.15(a)所示电路中场效应管为 N 沟道结型场效应管，其中

$$I_D=I_{DSS}\left(1-\frac{U_{GS}}{U_{GSoff}}\right)^2=3\left[1-\left(\frac{-2}{-5}\right)^2\right]=1.08mA$$

$$U_{DS}=10-3.3\times1.08=6.436V$$

所以，该电路工作在恒流区，其工作点 Q 为 $I_{DQ}=1.08mA$，$U_{DSQ}\approx6.436V$。

（2）在图 1.15(b)所示电路中为增强型 NMOS 管，开启电压 $U_{GSth}=3V$，但栅源偏置电压 $U_{GS}=2V$，因此管子工作在截止区，其工作点 Q 为 $I_{DQ}=0$，$U_{DSQ}=10V$。

（3）在图 1.15(c)所示电路中为 N 沟道结型场效应管，栅源偏压 $U_{GS}=0V$。若工作在

恒流区，则 $I_0=I_{DSS}=-2mA$，$U_{DS}=-10+3.3\times2=-3.4V$。工作点 Q 为 $I_{DQ}=2mA$，$U_{DS}=-3.4V$。由于 $|U_{DG}|=|U_{DS}-U_{GS}|=|-3.4|<|U_{GSoff}|$，故电路工作在可变电阻区。

(4) 在图 1.15(d)所示电路中为耗尽型 PMOS 管，且 $U_{GS}=0$，故 $I_{DSS}=-2mA$，$U_{DS}=-12+3.3\times2=5.4V$，$|U_{DS}-U_{GS}|>|U_{GSoff}|$，故电路工作在恒流区。

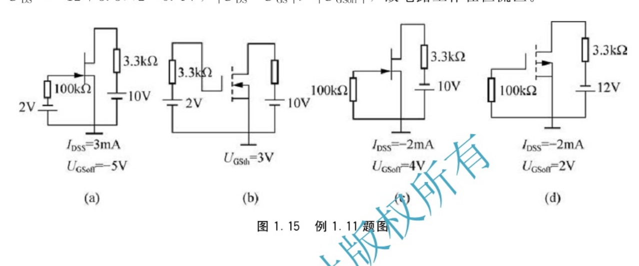


图 1.15 例 1.11 题图

1.3 习题选编及答案

1.3.1 习题选编

一、选择题(请选择一个最合适的答案填入括号内)

1. P 型半导体中的多数载流子是(　　)，N 型半导体中的多数载流子是(　　)。

A. 自由电子　　B. 空穴　　C. 电荷

2. 当 PN 结正偏时，空间电荷区中载流子的扩散运动和漂流运动相比(　　)。

A. 前者强于后者　　B. 后者强于前者　　C. 二者平衡

3. 二极管正向导通的条件是外加电压(　　)。

A. >0　　B. >死区电压　　C. >击穿电压　　D. <死区电压

4. 把一个二极管直接同一个电动势为 1.5V，内阻为零的电池正向连接，该管(　　)。

A. 击穿　　B. 电流为零

C. 电流正常　　D. 电流过大使管子烧坏

5. 在本征半导体中加入(　　)元素可形成 N 型半导体，加入(　　)元素可形成 P 型半导体。

A. 五价　　B. 四价　　C. 三价　　D. 二价

6. 当温度升高时，二极管的反向饱和电流将(　　)。

A. 增大　　B. 不变　　C. 减小　　D. 置零

7. 工作在放大区的某三极管，如果当 I_B 从 12μA 增大到 22μA 时，I_c 从 1mA 变为 2mA，那么它的 β 值约为(　　)。

A. 83　　B. 91　　C. 100　　D. 110

8. 当场效应管的漏极直流电流 I_D 从 2mA 变为 4mA 时，它的低频跨导 gm 将(　　)。

A. 增大　　B. 不变　　C. 减小　　D. 置零

9. 当晶体管工作在放大区时，发射结和集电结的电压应为(　　)。

A. 前者反偏，后者反偏　　B. 前者正偏，后者反偏

C. 前者正偏，后者正偏

10. u_{GS}=0V 时，能够工作在恒流区的场效应管有(　　)。

A. 结型管　　B. 增强型 MOS 管　　C. 耗尽型 MOS 管

二、简答题

1. 在温度 20℃时，某晶体管的 I_{CBO}=2μA，试问温度在 60℃时 I_{CBO}约为多少？

2. 三极管的安全工作区受哪些极限参数的限制？使用时，如果超过某项极限参数，分别会产生什么后果？

3. 在用万用表测量二极管的正向电阻时，常发现用不同欧姆档测出的电阻值不相同，用 Ω×10 档测出的阻值小，用 Ω×100 档测出的阻值大，这是什么原因？

4. 能否将 1.5V 的干电池以正向接法接到二极管的两端？为什么？

5. 有两只晶体管，一只的 β=200，I_{CEO}=200μA；另一只的 β=100，I_{CEO}=10μA，其他参数大致相同。请问应选用哪只管子？为什么？

三、综合题

1. 在图 1.16 所示的电路中，u_i是波形不整齐的输入电压，设 D 为理想二极管，试画出输出电压的波形。

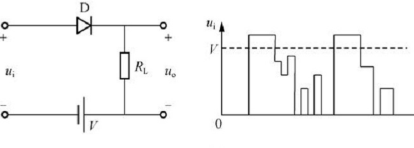
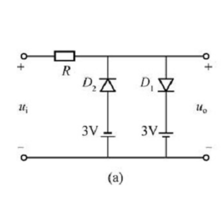


图 1.16

2. 二极管双向限幅电路如图 1.17(a)所示。若输入 u_i 为图 1.17(b)所示的三角波，试画出 u_o 的波形。设二极管的正向压降为 0.7V。



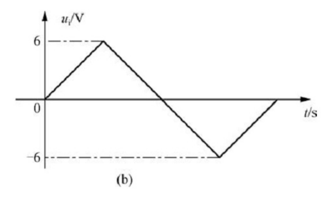


图 1.17

3. 稳压二极管电路如图 1.18 所示，已知稳压管的 $U_Z=-6V$，限流电阻 $R=100\Omega$。

（1）当 $R_L=200\Omega$ 时，稳压管的 $I_Z=?$　$u_o=?$

（2）当 $R_L=50\Omega$ 时，稳压管 $I_Z=?$　$u_o=?$

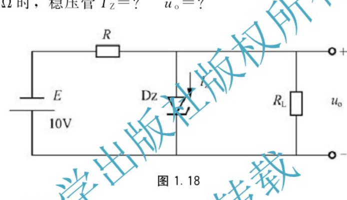


图 1.18

4. 如图 1.19 所示，设二极管正向压降为 0.7V，$E_2=5V$，当 E_1 分别为 2V、5V、10V 时，求 A 点的电压 U_A 各等于多少？如果 E_1 的电压继续增加，A 点电压的最大值 $U_{Amax}=?$

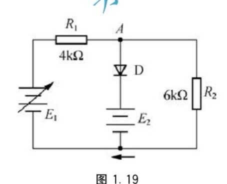


图 1.19

5. 分别测得两个三极管的各极电位如图 1.20 所示，试识别它们的管脚，并判断这两个管子是 NPN 型还是 PNP 型，硅管还是锗管。

6. 某放大电路中晶体管(BJT)的 3 个电极 A、B、C 的电流如图 1.21 所示。用万用表直流电流档测得 $I_A=-2mA$，$I_B=-0.04mA$，$I_C=+2.04mA$。试分析 A、B、C 中哪个是基极 b、发射极 e、集电极 c，并说明此管是 NPN 管还是 PNP 管，它的 $\bar{\beta}=?$

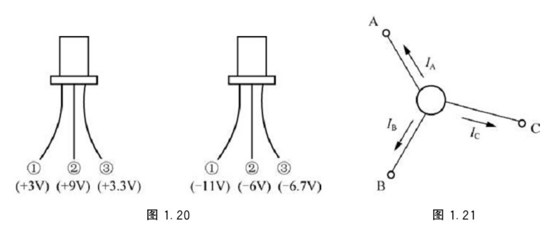


图 1.20　　图 1.21

7. 晶体管电路如图 1.22 所示。管子的门限电压 $U_{BE}=0.7V$，$\beta=50$。当输出电压 u_i 从 0 随时间线性增大到 10V 时，试画出 u_o 对应 u_i 变化的波形。

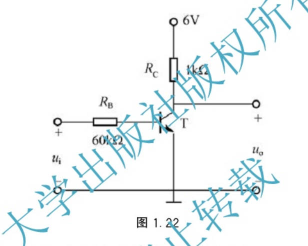


图 1.22

8. 电路如图 1.23(a)所示，场效应管的输出特性如图 1.23(b)所示。分析当 $u_i=4V$、8V、12V 三种情况下，场效应管分别工作在什么区域。

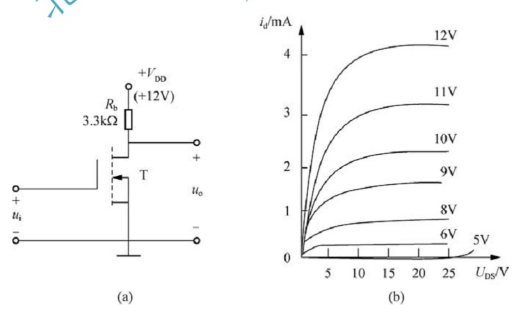


图 1.23

1.3.2 习题答案

一、选择题

1. B、A；2. A；3. B；4. D；5. A、C；6. A；7. C；8. A

二、简答题

1. 解：温度每升高10℃，I_{CBO}增加约一倍。由此，30℃时，$I_{CBO}\approx 4\mu A$，40℃时，$I_{CBO}\approx 8\mu A$，故60℃时$I_{CBO}\approx 32\mu A$。

2. 解：三极管的极限参数是最大功率损耗值P_{CM}、最大集电极电流I_{CM}和击穿电压U_{CEO}等，使用时均不能超过它们。如超过P_{CM}，管子将烧坏；如超过击穿电压U_{CEO}，管子将失去放大作用；如加了限流电阻，管子不一定损坏。当超过I_{CM}时，电流放大系数β会下降太多，将产生管子的非线性失真。

3. 解：由于二极管是一个非线性元件，所以二极管的电压和电流不成正比关系（如图1.24所示）。当不同的电流流过管子时，管子两端的电压和电流的比值，即所测出的电阻值也不同。用Ω×10档测量时，通过管子的电流大，如图1.24中的I_1，电表的读数等于U_1/I_1；用Ω×100档测量时，通过管子的电流较小，如图1.24中的I_2，电表的读数为U_2/I_2，由图可见，$U_1/I_1<U_2/I_2$，故用Ω×10档测量时阻值小，Ω×100档测量时阻值大。

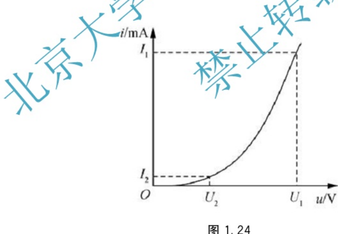


图1.24

4. 解：不能。因为二极管的正向电流与其端电压呈指数关系，当端电压为1.5V时，管子会因电流过大而烧坏。

5. 解：选用$\beta=100$、$I_{CBO}=10\mu A$的管子，因其β适中、I_{CEO}较小，故温度稳定性较另一只管子好。

三、综合题

1. 解：$u_o=u_i-U$，当$u_i<U$时，R_L两端电压为0，只有在$u_i>U$时，只能输出u_i大

于U的那部分电压。在二极管D的作用下对u_i进行了检幅，属于检波电路。输出波形如图1.25所示。

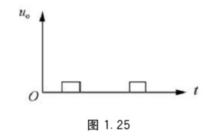


图1.25

2. 解：电路为双向限幅器，其上门限为3.7V，下门限位为−3.7V。对应输入的u_o波形如图1.26(b)所示。

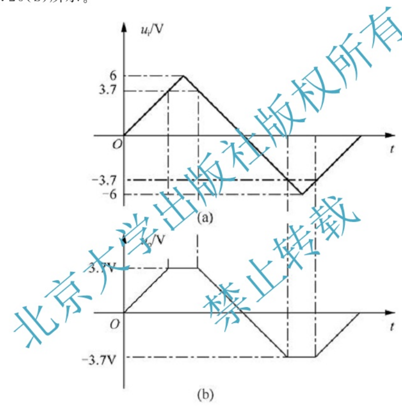


图1.26

3. 解：

(1) 由图可知

$$I_R=\frac{E-U_2}{R}=\frac{-10-(-6)}{0.1}=-40\text{mA}$$

$$I_L=\frac{U_Z}{R_L}=\frac{-6}{0.2}\approx 30\text{mA}$$

$$I_Z=I_R-I_L=-40+30=-10\text{mA}$$

$$U_o=U_Z=-6\text{V}$$

(2) 当$R_L=50\Omega$时，稳压二极管不能击穿，因而

$$U_0=\frac{R}{R+R_L}R_L=\frac{-10}{100+50}\times 50=-3.3\text{V}$$

$$I_Z=0$$

4. 解：根据二极管的特性，当 A 点电压 U_A 大于 $E_2+0.7\text{V}=5.7\text{V}$ 时，二极管起限幅作用，$U_A=5.7\text{V}$；当 A 点电压 U_A 小于 5.7V 时，U_A 均决定于 E_1。

$$U_A=\frac{R_2}{R_1+R_2}E_1=0.6E_1$$

当 E_1 等于 2V 时，$U_A=0.6\times 2=1.2\text{V}$；

当 E_1 等于 5V 时，$U_A=0.6\times 5=3\text{V}$；

当 E_1 等于 10V 时，如不计二极管支路的作用 $U_A=0.6\times 10=6\text{V}>5.7\text{V}$，所以，二极管起限幅作用，$U_A=5.7\text{V}$；

如果 E_1 的电压继续增加，A 点电压的最大值 $U_{A\max}=5.7\text{V}$。

5. 解：因为三极管在放大状态时硅管 U_{BE} 在 0.7V 左右，锗管在 0.3V 左右，根据电位差就能找出发射结，从而确定集电极并区分是硅管还是锗管；对于 NPN 型管，在放大状态时，$U_C>U_B>U_E$，PNP 型管在放大状态时，$U_C<U_B<U_E$。最后根据发射结做两电极电位的高低区别发射极与基极。

（1）由于 1、3 两极的电压 $U_{31}=U_3-U_1=0.3\text{V}$，则可判定该管是锗管，2 极是集电极，又 $U_2>U_3>U_1$，所以该管是 NPN 型管，3 是基极，1 是发射极。

（2）由于 2、3 两极间的电压是 0.7V，则可判定该管是硅管，1 极是集电极，又由于 $U_1<U_3<U_2$，所以该管是 PNP 型管，3 是基极，2 是发射极。

6. 解：由 I_A、I_B、I_C 可导出 A、B、C 的位置，但注意 I_A、I_B 的参考方向和真实方向。根据三极管的工作原理，基极 b 和集电极 c 电流流向发射极 e 为 NPN 型；反之则为 PNP 型。由 I_A、I_B 的参考方向可知，I_A、I_B 是流入 BJT，I_C 是流出 BJT，且 $|I_B|+|I_A|=|I_C|$。

$$\bar{\beta}=\frac{I_c}{I_b}=\frac{|I_A|}{|I_B|}=\frac{2}{0.04}=50$$

故 C 为 e 极，且是 NPN 型；A 是集电极 c，B 为基极 b。

7. 解：当 $u_i<0.7\text{V}$ 时，管子截止，$u_o=6\text{V}$，当 $u_i>0.7\text{V}$ 时，管子导通并工作于放大状态。这时 u_o 随 u_i 的增大近似线性减小。由于管子临界饱和时所需的基极驱动电流 $I_{B(sat)}$ 为

$$I_{B(sat)}=\frac{I_{c(sat)}}{\beta}=\frac{1}{50}\times\frac{6-0.7}{1}=0.106\text{mA}$$

因而当 u_i 增大到使 $I_B=I_{B(sat)}$ 时，管子将进入饱和状态。这个临界的输入电压 $U_{i(CR)}=I_{B(sat)}R_B+0.7=0.106\times 60+0.7=7.1\text{V}$。因此，当 $u_i>7.1\text{V}$ 时，管子进入饱和状态。这时 $u_o\approx 0.7\text{V}$ 并随 u_i 的增大略有下降。根据上述分析画出的 u_o 对应 u_i 的变化波形如图 1.27 所示。



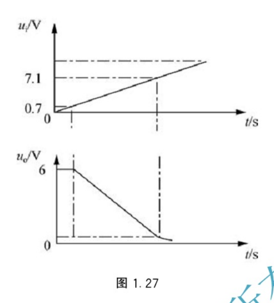


图 1.27

8. 解：根据图 1.23(b)所示输出特性可知，其开启电压为 5V，根据电路可知故 $u_{GS}=u_i$。

当 $u_i=4V$ 时，u_{GS}小于开启电压，故 T 截止。

当 $u_i=8V$ 时，设 T 工作在恒流区，根据输出特性可知 $i_D \approx 0.6mA$，管压降

$$u_{DS} \approx V_{DD} - i_D R_d \approx 10V$$

因此，$u_{GD}=u_{GS}-u_{DS} \approx -2V$，小于开启电压，说明假设成立，即 T 工作在恒流区。

当 $u_i=12V$ 时，由于 $V_{DD}=12V$，必然使 T 工作在可变电阻区。

第2章

基本放大电路

本章教学要点

本章是模拟电子技术课程中最基础的部分，也是重点所在。各种实际电路都由基本放大电路演变派生并进一步组合而成。本章重点讲述的是模拟放大电路的基本概念、基本原理和基本分析方法。各知识点的基本要求见下表。

<table>
<tr><th colspan="3">知识要点</th><th>掌握程度</th><th>相关知识</th></tr>
<tr><td colspan="3">放大的概念</td><td>重点掌握</td><td></td></tr>
<tr><td colspan="3">放大电路的主要技术指标</td><td>正确理解</td><td></td></tr>
<tr><td colspan="3">直流通路、交流通路</td><td>重点掌握</td><td></td></tr>
<tr><td rowspan="6">晶体三极管放大电路</td><td colspan="2">3种基本放大电路的组成及基本原理</td><td>正确理解</td><td></td></tr>
<tr><td rowspan="3">分析方法</td><td>图解法</td><td>正确理解</td><td rowspan="5">电路原理的线性定理（如戴维南定理、KVL定理）</td></tr>
<tr><td>静态工作点估算法</td><td>重点掌握</td></tr>
<tr><td>微变等效电路法</td><td>重点掌握</td></tr>
<tr><td colspan="2">3种基本放大电路的比较</td><td>重点掌握</td></tr>
<tr><td colspan="2">静态工作点的选择与稳定</td><td>重点掌握</td></tr>
<tr><td rowspan="3">场效应管放大电路</td><td colspan="2">3种基本放大电路的组成及原理</td><td>正确理解</td><td></td></tr>
<tr><td colspan="2">直流偏置电路及工作点分析</td><td>重点掌握</td><td></td></tr>
<tr><td colspan="2">动态性能指标和分析方法</td><td>重点掌握</td><td></td></tr>
<tr><td rowspan="4">放大电路的频率响应</td><td colspan="2">频率响应的一般概念</td><td>正确掌握</td><td></td></tr>
<tr><td rowspan="3">单管共射放大电路的频率响应</td><td>混合π型等效电路</td><td>正确理解</td><td></td></tr>
<tr><td>阻容耦合单管共射电路的频率响应</td><td>正确掌握</td><td></td></tr>
<tr><td>直接耦合单管共射电路的频率响应</td><td>一般了解</td><td></td></tr>
</table>

2.1 基本知识点及重点难点剖析

2.1.1 晶体管放大电路的组成及主要性能指标

1. 放大电路的本质

放大电路的基本功能是对微弱的信号进行放大，放大的对象是变化量。

（1）放大的本质是能量的控制与转换。

（2）电子电路的放大基本特征是功率放大，放大电路中的核心器件是有源器件(如晶体管)。

（3）放大的前提是不失真，即只有在不失真的情况下放大才有意义。

2. 组成放大电路的原则

（1）晶体管必须工作在放大区：发射结正偏，集电结反偏。

（2）放大信号可以输入和输出：被放大信号能加在晶体管的输入端口，放大后的信号能送到负载上。

（3）晶体管必须要有合适的静态工作点。

3. 放大电路的主要性能指标

放大电路的示意图如图 2.1 所示。

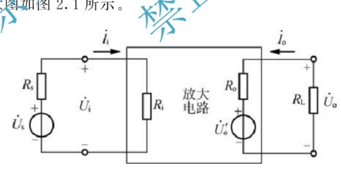


图 2.1 放大电路的示意图

1）放大倍数 $\dot{A}$

定义：$\dot{A}=\dfrac{\dot{X}_o}{\dot{X}_i}$，它是描述一个放大电路对信号放大能力的指标。

根据输出量与输入量的不同，有不同的放大倍数定义，其中电压放大倍数$\dot{A}_u=\dfrac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i}$是本章主要分析的参数。



2）输入电阻 R_i

定义：$R_i=\dfrac{U_i}{I_i}$，它反映放大电路从信号源索取电流的大小。

3）输出电阻 R_o

定义：$R_o=\dfrac{U_o}{I_o}$，它反映放大电路的带负载的能力。输出电阻越小，带负载的能力越强。

4）最大不失真输出电压 U_{om}

它是放大电路所能够得到的最大的不失真输出幅度，也称最大不失真动态范围。

5）失真

放大电路将信号放大后，若信号的波形发生了变化，就产生了失真。根据产生失真的原因不同，失真分为非线性失真和线性失真。产生非线性失真的原因是电路中放大器件的非线性，产生线性失真(又称频率失真)的原因是电路中存在电抗元件，非线性失真包括饱和失真和截止失真。

2.1.2 静态和动态、直流通路和交流通路

分析一个放大电路时，要注意放大电路中交流量和直流量是共存的，交流量叠加在直流量之上。由于放大电路中存在一些电抗性元件，使得直流量和交流量流经的通路不同，因此在分析和计算放大电路时，必须将交、直流分开。

1. 静态和动态

静态是指变化的输入信号为零时、只有直流电源作用下的放大电路工作状态。分析静态就是要确定电路的静态工作点 Q。

动态是指加上交流输入信号时放大电路的工作状态。分析动态就是研究在交流输入信号作用下，放大电路的电压放大倍数 $\dot{A}_u$、输入电阻 R_i、输出电阻 R_o 以及最大输出幅度 U_{om} 等交流参数。

放大电路的静态和动态之间既有区别又有联系。静态时，电路中只有直流电源在起作用，各电极的电压和电流都只是直流量；而在动态时，晶体管的各极电压和电流都是在原来直流量的基础上叠加交流成分，此时电路中交直流并存。但要注意放大电路的动态性能指标讨论的对象都是变化量，而非直流量，且各项动态参数与静态工作点 Q 的位置有关，因此分析放大电路一定要按照先静态后动态的原则，在确定静态工作点的基础上再分析动态性能指标。

2. 直流通路和交流通路

1）直流通路

在直流电源作用下，直流量流经的通路称为直流通路。画直流通路时，将电路中的电

容视为开路、电感视为短路、信号源视为短路(但要保留其内阻)。

2) 交流通路

在输入信号作用下，交流量流经的通路为交流通路。画交流通路时，电路中大容量电容和内阻为零的直流电源均视为交流短路。

直流通路用于分析静态工作点，交流通路用于分析动态参数。

【例】图 2.2 所示为基本共射电路及其直流通路和交流通路。

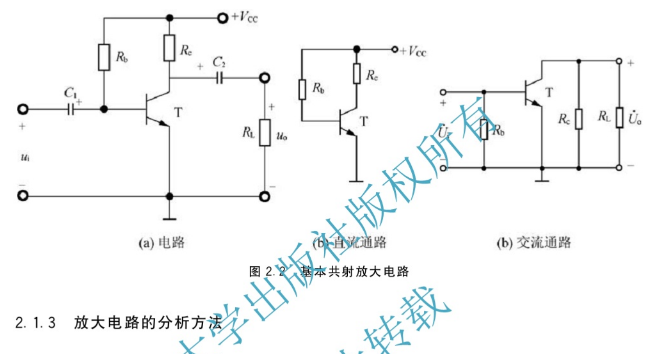


图 2.2 基本共射放大电路

2.1.3 放大电路的分析方法

放大电路基本分析方法：图解法和等效电路分析法。这两种分析方法各有其优点和适用场合。

1. 图解分析法

1) 指导思想

针对 BJT 或 FET 的特性曲线为非线性的实际情况，在器件的特性曲线上通过作图的方法来分析放大电路的工作情况。作图的基本方法：在电路的适当位置把放大电路划分为线性和非线性两部分，非线性部分就是放大器件，线性部分为一个与放大器件相连接的含源支路；然后在同一坐标上分别作出两部分的伏安特性，放大器件的伏安特性已知，含源支路的伏安特性为一条直线，称为负载线，两条曲线的交点就决定放大电路的工作状态。

2) 特点

图解分析法适用于大信号分析，一般用于判断器件的工作点是否合适、负载和信号源的大小对工作点的影响、最大可能的线性动态范围以及非线性失真的分析。

3) 应用

利用图解法分析放大电路，既能分析静态也能分析动态。



（1）分析静态：根据放大电路的直流通路，在晶体管的输入特性曲线和输出特性曲线上分别画出外电路(线性部分)的伏安特性(负载线)，根据它们的交点确定静态工作点 Q，其中在输出特性曲线上作出的负载线称为直流负载线。

（2）分析交流动态：应根据放大电路的交流通路，画出外电路的伏安特性，称为交流负载线。交流负载线和直流负载线相交于静态工作点 Q。分析放大电路的动态工作情况时，如估算放大倍数、分析非线性失真、估算最大不失真最大输出幅度时必须根据交流负载。

【例】图 2.3 所示为共射放大电路，根据其直流通路，

其输入回路方程为：$u_{BE}=V_{CC}-i_cR_c$

直流负载线方程为：$u_{CE}=V_{CC}-i_cR_c$

在输入、输出特性曲线上画出负载线，确定 Q 点，如图 2.3(a)、(b)所示。

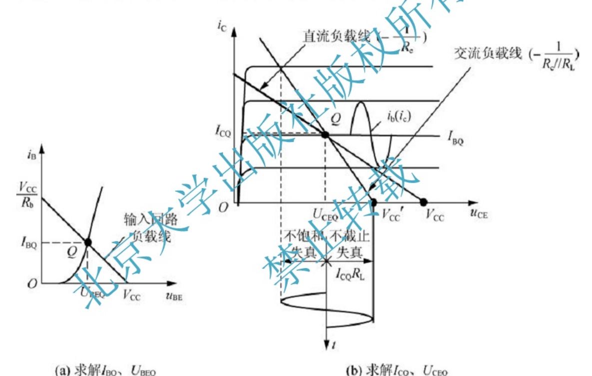


图 2.3　图解法分析法

然后通过 Q 点，以斜率为$\left(-\frac{1}{R_C//R_L}\right)$画交流负载线，如图 2.3(b)所示。由图 2.3(b)可以直观地看出静态工作点的位置对输出波形的影响，从而确定波形非线性失真的原因。

上述电路中，输出波形出现的顶部失真属于截止失真，而底部失真属于饱和失真。

根据图解法可以确定最大不失真输出电压：$U_{om}=\min\{(V'_{CC}-U_{CEQ}),(U_{CEQ}-U_{CES})\}$

2. 等效电路分析法

等效电路是简化电子电路分析的重要工具，应用等效电路时，首先要清楚等效电路的

使用条件。在一定条件下建立晶体管的线性模型，利用线性电路的分析方法来分析晶体管放大电路。

1) 直流等效电路

分析放大电路的静态工作点时，利用晶体管的直流模型，如图 2.4(a)所示。晶体管的B、E之间等效为恒压源，C、E之间等效为受控电流源。

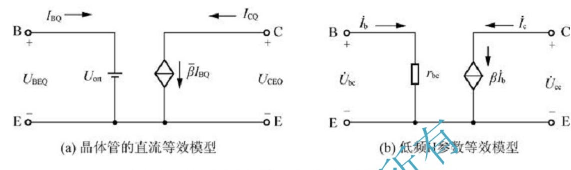


图 2.4　晶体管的直流等效模型和低频 H 参数等效模型

2) 微变等效电路

微变等效电路法用于分析放大电路在小信号情况下的动态工作情况。

其指导思路为：当输入信号在 Q 点附近的变化范围很小时，可以认为晶体管的电压和电流变化量之间的关系基本是线性的，此时非线性的器件可用一个线性模型即微变等效模型来代替，模型结构如图 2.4(b)所示。

用微变等效电路分析的对象只能是微小变化量，因而该方法只能分析放大电路的动态性能，不能分析放大电路的静态工作点。

3) 分析放大电路的基本步骤

要注意如前所述，分析电路时要先静态后动态，所以采用等效电路法分析放大电路的基本步骤如下。

(1) 确定放大电路的静态工作点。

(2) 画出放大电路的微变等效电路。

(3) 根据定义求解动态参数。

2.1.4　静态工作点的设置

为了得到不失真的放大信号，必须设置静态工作点 Q，且 Q 点的位置必须合适，放大电路的静态工作点的设置需要考虑以下几个问题。

(1) Q 点应在晶体管输出特性曲线的安全工作区，即 $I_{CQ}<I_{CM}$、$U_{CEQ}<U_{(BR)CEO}$、$P_C<P_{CM}$。

(2) 除了需要设置 Q 点在放大区外，从减小输出波形失真的角度考虑，静态工作点 Q 位置不应过高或过低。

Q 点偏高(I_{CQ}偏大)——Q 点靠近饱和区，容易产生饱和失真。

Q 点偏低(I_{CQ}偏小)——Q 点靠近截止区，容易产生截止失真。

(3) 如果放大电路工作在大信号情况下，工作点的动态范围比较大，为了尽可能提高最大不失真输出幅度，应将 Q 点设置在交流负载线的中点。

(4) 静态工作点选定之后，并非稳定不变，电路元件老化、环境温度变化等都会导致静态工作点的变化。因此需要采取一些措施来稳定静态工作点。

2.1.5　静态工作点稳定电路

1. 电路结构

利用负反馈稳定静态工作点的电路如图 2.5 所示，它又称为分压式静态工作点稳定放大电路。

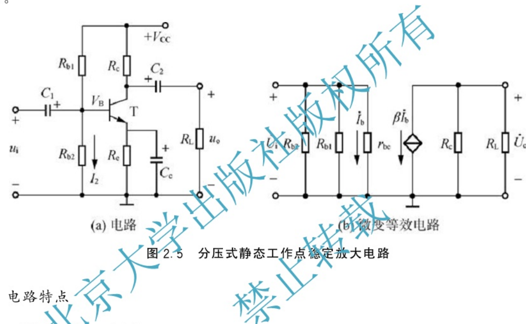


图 2.5　分压式静态工作点稳定放大电路

2. 电路特点

(1) 基极电位 U_{BQ} 固定。

选择适当的 R_{b1}、R_{b2}，保证 $I_2 \gg I_{BQ}$，三极管的基极电压 U_{BQ} 由直流电源 V_{CC} 经电阻 R_{b1} 和 R_{b2} 分压得到，故称为分压式静态工作点稳定电路。

基极电位：$U_{BQ}=\dfrac{R_{b2}}{R_{b1}+R_{b2}}V_{CC}$　　　　U_{BQ} 固定，不随温度变化。

(2) 通过 R_e 引入的直流电流负反馈。

$$T(℃) \rightarrow I_C\uparrow \rightarrow I_E\uparrow \rightarrow U_E\uparrow \rightarrow U_{BE}(=U_B-U_E)\downarrow \rightarrow I_B\downarrow \rightarrow I_C\downarrow$$

3. 电路分析

1) 静态分析

$$U_{BQ}=\frac{R_{b2}}{R_{b1}+R_{b2}}V_{CC}$$

$$I_{EQ}=\frac{U_{BQ}-U_{BEQ}}{R_e}\approx\frac{U_{BQ}}{R_e}$$

$$U_{CEQ}=V_{CC}-I_{EQ}(R_c+R_e)$$

2）交流分析

电路的微变等效电路如图 2.5(b)所示，其动态参数分析如下。

电压增益：$\dot{A}_u=\frac{-\beta(R_c/\!/R_L)}{r_{be}}$

输入电阻：$R_i=R_{b1}/\!/R_{b2}/\!/r_{be}$

输出电阻：$R_o=R_c$

从以上分析比较可知，R_e 接入可以稳定静态工作点，但使电压放大倍数下降，而输入电阻提高不少。因此，在实际电路中，只要在发射极留有很少一部分不被 C_e 旁路的电阻，就可以使输入电阻大大增加，而放大倍数不至于下降太多。

2.1.6　3 种基本放大电路

放大电路的 3 种基本组态是：共射、共集、共基电路。3 种组态各有优缺点，在应用中，它们可以单独使用，也可以用其中两种电路构成组合单元电路，还可以通过一定耦合方式连接成多级放大电路。

表 2-1 和表 2-2 将 3 种组态电路作一个比较，以便读者理解其电路结构、参数和特点。

表 2-1　3 种组态性能比较

组态	输入端	输出端	公共端	输入电阻	输出电阻	电压放大	电流放大
共射	b	c	e	中	较大	有	有
共集	b	e	c	大	小	无	有
共基	e	c	b	小	较大	有	无

表 2-2　3 种组态基本电路参数比较

组态	共射	共集	共基
电路原理图			

续表

组态	共射	共集	共基
直流通路及静态计算	$I_{BQ}=\dfrac{V_{CC}-U_{BEQ}}{R_b}$ $I_{CQ}=\beta I_{BQ}$ $U_{CEQ}=V_{CC}-I_{CQ}R_c$	$I_{BQ}=\dfrac{V_{CC}-U_{BEQ}}{R_b+(1+\beta)R_e}$ $U_{CEQ}=V_{CC}-I_{EQ}R_e$	$U_{BQ}=\dfrac{R_{b2}}{R_{b1}+R_{b2}}V_{CC}$ $I_{EQ}=\dfrac{U_{BQ}-U_{BEQ}}{R_e}$ $U_{CEQ}=V_{CC}-I_{EQ}(R_c+R_e)$
微变等效电路及动态计算	$\dot{A}_u=-\dfrac{\beta(R_c/\!/R_L)}{r_{be}}$ $R_i=R_b/\!/r_{be}$ $R_o=R_c$ $\dot{A}_i=\beta$	$\dot{A}_u=\dfrac{(1+\beta)(R_L/\!/R_e)}{r_{be}+(1+\beta)(R_L/\!/R_e)}$ $R_i=R_b/\!/[r_{be}+(1+\beta)(R_e/\!/R_L)]$ $R_o=R_e/\!/\dfrac{r_{be}+(R_s/\!/R_b)}{1+\beta}$ $\dot{A}_i=-(1+\beta)$	$\dot{A}_u=\dfrac{\beta(R_c/\!/R_L)}{r_{be}}$ $R_i=R_e/\!/\dfrac{r_{be}}{1+\beta}$ $R_o=R_c$ $\dot{A}_i=-\alpha$
特点与用途	$\dot{A}_i$与$\lvert\dot{A}_u\rvert$均较大，输出电压与输入电压反相，一般用于电压放大电路，是应用最为广泛的电路	$\lvert\dot{A}_i\rvert$较大，但$\lvert\dot{A}_u\rvert<1$，输出、输入电压同相，为跟随关系，R_i高R_o低，常用作输入级、输出级以及起隔离作用的中间级	$\lvert\dot{A}_i\rvert<1$，但$\dot{A}_u$较大，输出、输入电压同相；R_i低R_o高。用于宽频带放大或作为恒流源

注意： 输出电压与输入电压之间的相位关系只与放大电路的基本接法有关，而与采用晶体管的类型无关。

2.1.7 场效应管的放大电路

场效应管组成的放大电路与晶体管的放大电路组成原则一致，分析方法也相同，只是

由于内部原理不同，相对应的具体电路结构不同、模型不同。

场效应管组成的3种基本放大电路分别是共源、共漏和共栅放大电路，3种基本接法分别与双极型晶体管的共射、共集、共基的接法一一对应。

1. 直流偏置及静态工作点的分析

要保证场效应管组成的放大电路能够正常工作，必须建立合适的静态工作点，保证信号输入时场效应管始终工作在恒流区。不同类型的场效应管工作在放大区，对偏置电压的极性和大小要求不同，见表2-3。

表2-3　场效应管的偏置电压极性

类型	u_{GS}	u_{DS}	类型	u_{GS}	u_{DS}
N沟道JFET	－	＋	P沟道JFET	＋	－
N沟道增强型MOS	＋	＋	P沟道增强型MOS	－	－
N沟道耗尽型MOS	＋/－	＋	P沟道耗尽型MOS	＋/－	－

场效应管一般有两种不同的偏置电路，即自给偏压电路和分压式偏置电路，如图2.6所示。

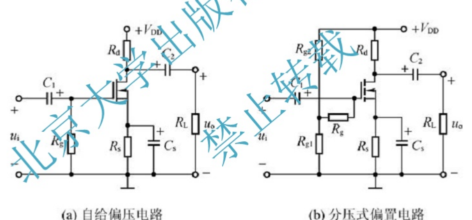


图2.6　静态偏置电路

自给偏压电路通过源极电阻 R_s 上的电压为栅源两极之间提供合适的负偏压，从而保证场效应晶体管工作在恒流区。这种偏置电路只适用于耗尽型器件。

分压式偏置电路通过电阻对直流电源分压来获得偏置电压，保证场效应晶体管工作在恒流区，这种电路适用于任何类型的场效应晶体管。

2. 微变等效模型及动态参数的分析

对于低频交流小信号，场效应管的微变等效模型如图2.7所示。

g_m 可根据电流方程求导得到，下面是耗尽型管和增强型管的 g_m 求解过程。

耗尽型管：$g_m=-\frac{2I_{DSS}}{U_{GS(off)}}\left(1-\frac{U_{GSQ}}{U_{GS(off)}}\right)=\frac{-2}{U_{GS(off)}}\sqrt{I_{DSS}I_{DQ}}$

增强型管：$g_m=-\frac{2I_{DO}}{U_{GS(th)}}\left(\frac{U_{GSQ}}{U_{GS(th)}}-1\right)=\frac{2}{U_{GS(th)}}\sqrt{I_{DO}I_{DQ}}$

图 2.7　场效应管的微变等效模型

用微变等效电路分析场效应晶体管放大电路的步骤与分析双极型晶体管放大电路相同。

3. 基本放大电路比较

场效应管的基本放大电路的比较见表 2-4。

表 2-4　场效应管基本组态电路参数比较

	共源放大电路	共漏放大电路
电路结构	$+V_{DD}$, R_{g2}, R_d, C_2, C_1, R_g, u_i, R_{g1}, R_s, C_s, R_L, u_o	$+V_{DD}$, C_1, C_2, R_g, u_i, R_s, R_L, u_o
电压放大倍数	$\dot{A}_u=-g_m(R_d//R_L)$	$\dot{A}_u=\frac{g_m(R_s//R_L)}{1+g_m(R_s//R_L)}$
输入电阻	$R_i=R_g+R_{g1}//R_{g2}$	$R_i=R_g$
输出电阻	$R_o=R_d$	$R_o=R_s//\frac{1}{g_m}$
特点	(1) 电压增益大 (2) 输入电压与输出电压反相 (3) 输入电阻高，输入电容大	(1) 电压增益小于 1，但接近 1 (2) 输入输出电压同相 (3) 输入电阻高、输出电阻小，可作阻抗变换使用

注意： 共栅放大电路因栅极与沟道之间的高阻并未发挥作用，故很少使用。

2.1.8 放大电路的频率响应

放大电路的频率响应描述的是放大电路对不同频率输入信号的放大能力。

1. 频率响应的基本概念

1）幅频特性和相频特性

在放大电路中，由于电抗元件及晶体管级间电容的存在，放大电路的电压放大倍数(增益)$\dot{A}_u$是频率的函数，这种函数关系叫“频率响应”或者“频率特性”。放大电路的频率特性定义为

$$\dot{A}_u(f)=A_u(f)\angle\varphi(f)$$

2）下限截止频率f_L和上限截止频率f_H

通常把中频段的电压增益用A_{um}表示。当A_u在高频段和低频段下降到$0.707A_{um}=(\frac{1}{\sqrt{2}}A_{um})$时所对应的低频频率和高频频率分别称为下限截止频率$f_L$和上限截止频率$f_H$，二者之间的频率范围称为放大电路的“通频带”，记为f_{bw}，即$f_{bw}=f_H-f_L$。

3）频率失真

由于放大电路的通频带有一定的限制，当输入信号含有多次谐波且电路无非线性失真(饱和、截止失真)时，由于放大电路对输入信号中不同频率分量具有不同的放大能力和相移，产生输出波形的失真，称为线性失真，也称为频率失真。线性失真包括幅频失真和相频失真。

2. 晶体管的高频小信号等效模型

在研究晶体管的高频等效模型时，必须考虑到晶体管的结电容。高频小信号等效模型如图2.8(a)所示，简化模型如图2.8(b)所示。

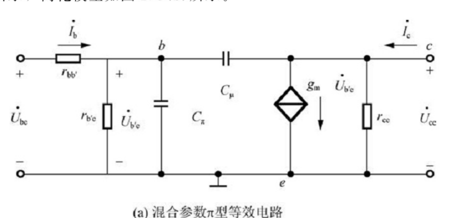
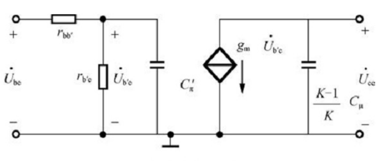


图2.8 晶体管混合参数π型等效电路



(b) 简化的混合π模型

图 2.8　晶体管混合参数 π 型等效电路(续)

相关参数如下：

$$r_{b'e}=(1+\beta)\frac{U_T}{I_{EQ}}$$

$$g_m=\frac{\beta_o}{r_{b'e}}\approx\frac{I_{EQ}}{U_T}$$

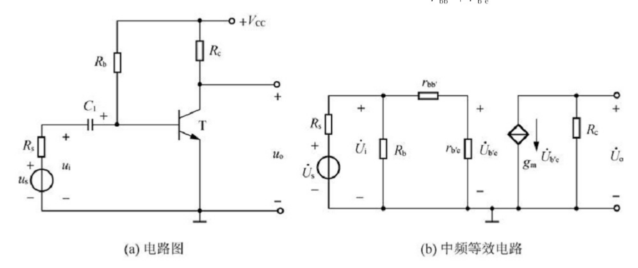
$$C_{\pi}'=C_{\pi}+(1-K)C_{\mu}，K=-g_mR_c$$

$$C_{\pi}\approx\frac{g_m}{2\pi f_T}$$

3. 单管放大电路的频率响应

在分析放大电路的频率响应时，通常将频率分为低频、中频和高频 3 个频段分别进行讨论。在中频段($f_L\leqslant f\leqslant f_H$)，极间电容因为容抗大而视为开路，耦合电容和旁路电容因为容抗小而视为短路；在低频段($f<f_L$)主要考虑耦合和旁路电容的影响，将极间电容视为开路；在高频段($f>f_H$)，由于极间电容的存在，使晶体管的电流放大系数 β 降低，而耦合和旁路电容可以视为短路。

单管共射放大电路如图 2.9(a)所示，中频交流等效电路如图 2.9(b)所示，如果将 C_2 和 R_L 归入下一级放大电路，那么中频段电压增益为：$\dot{A}_{um}=\frac{-r_{b'e}}{r_{bb'}+r_{b'e}}g_mR_c$



(a) 电路图　　(b) 中频等效电路

图 2.9　单管共射放大电路

基本共射放大电路的低频和高频等效电路如图 2.10 所示。

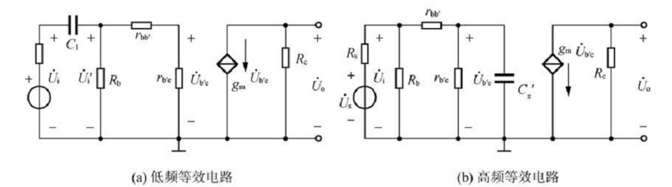


图 2.10　基本共射放大电路的等效电路

从图 2.10 可知，基本共射放大电路在低频段是一个高通 RC 电路，f_L 是电路下限截止频率。在高频段基本放大电路是一个低通 RC 电路，f_H 为电路上限截止频率。其中：

$$f_L = \frac{1}{2\pi(R_i + R_s)C_1} \qquad f_H = \frac{1}{2\pi[(R_s /\!/ R_b + r_{bb'}) /\!/ r_{b'e}]C'_\pi}$$

将低频、中频和高频段的单管放大电路的波特图连接在一起得到完整的单管共射放大电路的波特图，如图 2.11 所示。

单管共射电路完整的电压增益表达式为：

$$\dot{A}_{us} = \frac{\mathrm{j}\dfrac{f}{f_L}}{\left(1 + \mathrm{j}\dfrac{f}{f_L}\right)\left(1 + \mathrm{j}\dfrac{f}{f_H}\right)} \dot{A}_{usm}$$

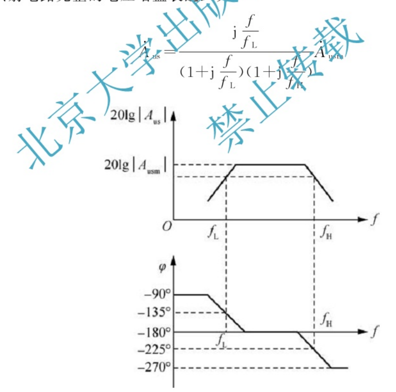
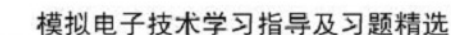


图 2.11　完整的单管共射放大电路的频率特性

在使用共基接法时，由于电路的输入端和输出端之间没有元件 C_μ，则晶体管输入回路的电容和时间常数 τ 都很小，所以上限截止频率 f_H 很高，共基接法适用于高频和宽频



带放大电路。

共集放大电路的中频电压增益近似等于1，因而米勒效应很小，所以，共集放大电路的高频响应特性也比较好，上限截止频率很高。

4. 放大电路频率的增益带宽积

增益带宽积是中频电压增益 A_{usm} 和通频带 f_{bw} 的乘积。

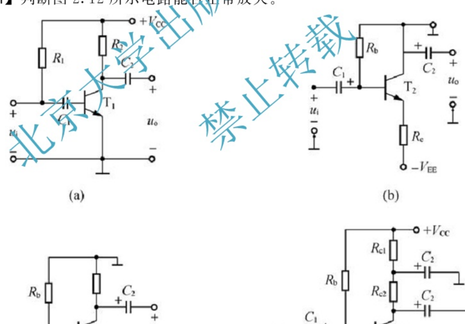
增益带宽积为：$|\dot{A}_{usm} f_H| \approx \dfrac{1}{2\pi(r_{bb'}+R_s)C_\mu}$

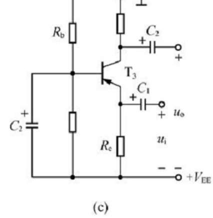
可以看出，在一般情况下，当晶体管和信号源选定后，增益带宽积也就基本确定。为了增大 f_H，通常应选用特征频率 f_T 高、C_μ 小的高频管。

注意： 学习放大电路的频率响应，要从物理概念上理解放大电路的频率特性，掌握频率特性的物理意义，然后再进行频率响应的定量分析。

2.2　典型例题精解

【例 2.1】 判断图 2.12 所示电路能否正常放大。





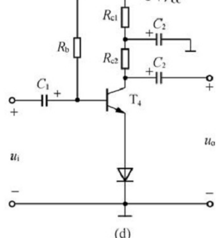


图 2.12　例 2.1 题图



【解】本题是在考察晶体管放大电路的正常工作的判断准则。

(a) 电容 C_1 对直流信号的隔离作用使得晶体管的发射结无静态偏置，晶体管不能处于放大区，电路不能正常放大；

(b) 集电极交流接地，输出信号始终为零，电路不能正常放大；

(c) 本电路是由 PNP 管组成的共基放大电路，电路可以放大；

(d) 电路可以正常放大。

【例 2.2】判断图 2.13 所示电路能否正常放大，如不能，应如何改变。

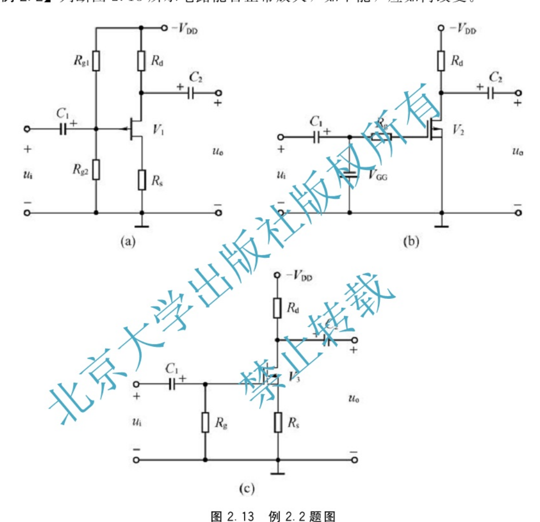


图 2.13　例 2.2 题图

【解】本题是在考察场效应管放大电路正常工作的判断准则。要求根据场效应管类型判断外接偏置电压极性，保证管子工作在恒流区，同时交流电路应保证信号的输入和输出。

图 2.13(a)图中 V_1 为 P 沟道结型场效应管，管子工作的无恒流区的条件是：$U_{GS}>0$，$U_{DS}<0$，而图中 $U_{GS}<0$，所以不能正常放大。

为保证电路能放大，可改变漏极电源 V_{DD} 极性。

图 2.13(b)图中 V_2 为 P 沟道耗尽型 MOS 管，交流时输入信号被短路，无法使信号加到栅极上，因此电路不能正常放大。



为保证电路能正常放大，应将栅极电阻 R_g 和栅极电压 V_{GG} 串联。

图 2.14(c)图中 V_3 为 N 沟道增强型 MOS 管，要保证管子处于恒流区，要求 $U_{GS} > U_{GS(th)} > 0$，而图中的 $U_{GS} < 0$，所以不能正常放大。

为了保证放大，可以在栅极和电源 V_{DD} 之间加电阻，给栅极提供正向偏置。

【例 2.3】 放大电路如图 2.14 所示，$V_{CC}=16V$，$R_c=3k\Omega$，$R_e=2k\Omega$，$R_{b1}=60k\Omega$，$R_{b2}=20k\Omega$，$R_L=3k\Omega$，$\beta=60$，$U_{BEQ}=0.7V$，$r_{bb'}=200\Omega$，其中 C_1、C_2、C_e 视为足够大。

(1) 确定电路的静态工作点 I_{BQ}、I_{CQ}、U_{CEQ}。

(2) 计算放大电路的电压增益 $\dot{A}_u$、输入电阻 R_i 和输出电阻 R_o。

(3) 当晶体管的 β 增大一倍时，放大电路的静态工作点 Q 和放大倍数如何变化？

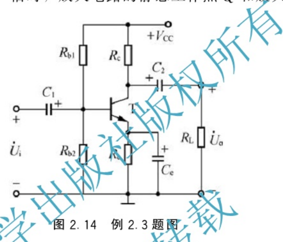


图 2.14　例 2.3 题图

【解】 本题主要是考察分压式工作点稳定电路的静态工作点及交流性能的指标的计算。

(1) 先确定静态工作点。

画直流通路如图 2.15(a)所示，分析该电路的静态工作点，有如下两种方法。

方法一：戴维南等效电路法。

将放大电路的直流通路的输入回路进行戴维南等效，其等效电路如图 2.15(b)所示。

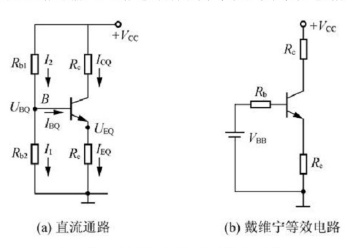


图 2.15　图 2.14 放大电路的直流通路

图中：
$$V_{BB}=\frac{R_{b2}}{R_{b1}+R_{b2}}V_{CC}=\frac{20}{60+20}\times16=4V$$
$$R_b=R_{b1}/\!/R_{b2}=60/\!/20=15k\Omega$$

输入回路方程：
$$V_{BB}=I_{BQ}R_b+U_{BEQ}+I_{EQ}R_e$$

可得：
$$I_{BQ}=\frac{V_{BB}-U_{BEQ}}{R_b+(1+\beta)R_e}=\frac{(4-0.7)V}{(15+61\times2)k\Omega}=24.1\mu A$$
$$I_{CQ}=\beta I_{BQ}=1.45mA$$
$$U_{CEQ}=V_{CC}-I_{CQ}(R_c+R_e)=16-1.45\times(3+2)=8.75V$$

方法二：估算法。

假设晶体管的基极电流 I_{BQ} 相对于电流 I_1 小很多时，可忽略基极电流 I_{BQ}，得：
$$U_{BQ}=\frac{R_{b2}}{R_{b1}+R_{b2}}V_{CC}=\frac{20k\Omega}{60k\Omega+20k\Omega}\times(16V)=4V$$
$$I_{CQ}\approx I_{EQ}=\frac{U_{BQ}-U_{BEQ}}{R_e}=\frac{4-0.7}{2}=1.65mA$$
$$I_{BQ}=\frac{I_{EQ}}{1+\beta}\approx27.1\mu A$$
$$U_{CEQ}=V_{CC}-I_{EQ}(R_c+R_e)=7.75V$$

可见，两种方法求得的 Q 点值相差较大，由于该电路 I_{BQ} 较大，忽略它在 R_b 上的压降时，会带来较大的计算误差。因此用第二种计算方法的使用条件是基极电流较小，或者基极电压远大于 U_{BEQ}。

(2) 画微变等效电路，如图 2.16 所示。

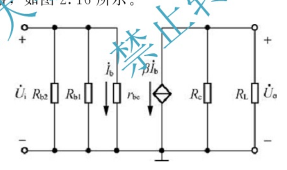


图 2.16　图 2.14 放大电路的微变等效电路

$$r_{be}=r_{bb'}+(1+\beta)\frac{26mV}{I_{EQ}}=1.16k\Omega$$

电压增益
$$\dot{A}_u=\frac{-\beta(R_c/\!/R_L)}{r_{be}}=\frac{-60\times(3/\!/3)}{1.16}\approx-77.6$$

输入电阻
$$R_i=R_{b1}/\!/R_{b2}/\!/r_{be}=60/\!/20/\!/1.16\approx1.08k\Omega$$

输出电阻
$$R_o=R_c=3k\Omega$$

(3) 当 β 增大一倍，即 $\beta=120$ 时，静态工作点按第二种估算法计算，I_{EQ}、U_{CEQ} 不变，而 I_{BQ} 减小了，约为

$$I_{BQ}=\frac{1}{1+\beta}I_{EQ}\approx 13.6\mu A$$

此时
$$r_{be}=r_{bb'}+(1+\beta)\frac{26mV}{I_{EQ}}=2.11k\Omega$$

$$\dot{A}_u=\frac{-\beta(R_c /\!/ R_L)}{r_{be}}=\frac{-60\times(3/\!/3)}{2.11}\approx -85.3$$

可见，当β增大为120时，I_{EQ}、U_{CEQ}不变，电路依然可以正常工作，这也是静态工作点稳定电路的优点；并且电压放大倍数增大很少，可以认为基本不变。

【例 2.4】 如图2.17(a)所示放大电路，已知三极管$\beta=50$，$r_{bb'}=200\Omega$，$R_{b1}=33k\Omega$，$R_{b2}=10k\Omega$，$R_c=3.3k\Omega$，$R_{e1}=200\Omega$，$R_{e2}=1.3k\Omega$，$R_s=600\Omega$，$V_{CC}=12V$，$U_{BEQ}=0.6V$。

(1) 分析静态工作点Q。

(2) 分别求当$R_L=\infty$、$R_L=5.1k\Omega$时的放大器电压增益$\dot{A}_u$。

(3) 求输入电阻R_i和输出电阻R_o。

【解】 本题主要考察在静态工作点稳定电路的发射极电阻中保留部分电阻的电路的静态和动态分析，并考察负载变化时对电压放大倍数的影响。

(1) 分析静态工作点：

电路直流通路如图2.17(b)所示，等效电路如图2.17(c)所示。

图中
$$V_{BB}=\frac{R_{b2}}{R_{b1}+R_{b2}}V_{CC}=\frac{10}{33+10}\times 12=2.79V$$

$$R_b=R_{b1}/\!/R_{b2}=7.67k\Omega$$

则
$$I_{EQ}=\frac{V_{BB}-U_{BEQ}}{\frac{R_b}{1+\beta}+R_{e1}+R_{e2}}=\frac{(2.79-0.6)V}{\left(\frac{7.67}{51}+0.2+1.3\right)k\Omega}=1.27mA$$

$$U_{CEQ}=V_{CC}-I_{CQ}R_C-I_{EQ}(R_{e1}+R_{e2})\approx 12-1.26\times 3.3-1.27\times 1.5=5.94V$$

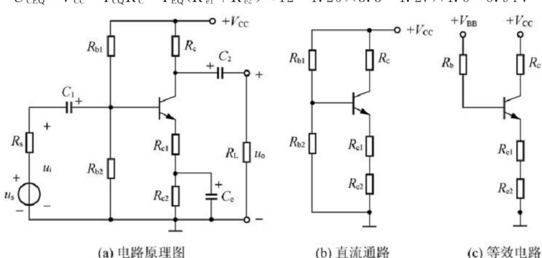


图2.17　例2.4题图及其直流通路

（2）电路的微变等效电路如图 2.18 所示。

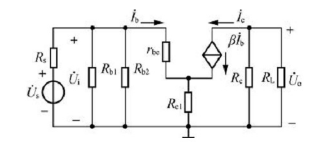


图 2.18　图 2.17 微变等效电路

$$r_{be}=r_{bb'}+(1+\beta)\frac{26\text{mV}}{I_{EQ}}=200+51\times\frac{26}{1.27}=1.24\text{k}\Omega$$

$$R_L=\infty\text{时，}\dot{A}_u=-\frac{\beta R_c}{r_{be}+(1+\beta)R_{e1}}=-\frac{50\times3.3}{1.24+51\times0.2}=-14.42$$

$$R_L=5.1\text{k}\Omega\text{ 时，}\dot{A}_u=-\frac{\beta(R_c/\!/R_L)}{r_{be}+(1+\beta)R_{e1}}=-\frac{50\times(3.3/\!/5.1)}{1.24+51\times0.2}=-8.76$$

（3）输入电阻：$R_i=R_{b1}/\!/R_{b2}/\!/[r_{be}+(1+\beta)R_{e1}]=33/\!/10/\!/[1.24+51\times0.2]=4.59\text{k}\Omega$

输出电阻：$R_o=R_c=3.3\text{k}\Omega$

【例 2.5】 如图 2.19(a)所示电路，晶体管 $\beta=100$，$R_s=1\text{k}\Omega$，$R_{b1}=68\text{k}\Omega$，$R_{b2}=47\text{k}\Omega$，$R_e=2\text{k}\Omega$，$r_{bb'}=100$，$U_{BEQ}=0.7\text{V}$，$V_{CC}=12\text{V}$。

（1）估算电路静态工作点 I_{CQ} 和 U_{CEQ}。

（2）分别求当 $R_L=\infty$ 和 $R_L=2\text{k}\Omega$ 时的放大器电压增益 $\dot{A}_u$、输入电阻 R_i。

（3）求输出电阻 R_o。

（4）求放大电路的电流增益 $\dot{A}_i=\frac{\dot{I}_o}{\dot{I}_i}$。

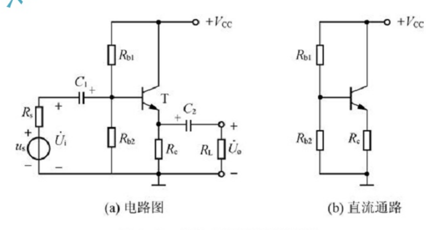


图 2.19　例 2.5 题图和直流通路

【解】 本题意图是对共集放大电路的静态和动态参数进行分析计算，并考察 R_L 变化时对 $\dot{A}_u$ 和 R_i 的影响。

(1) 画直流通路，如图 2.19(b)所示。

$$U_{BQ}=\frac{R_{b2}}{R_{b1}+R_{b2}}V_{CC}=\frac{47}{68+47}\times 12\approx 5V$$

$$I_{EQ}=\frac{U_{BQ}-U_{BEQ}}{R_e}=\frac{5-0.7}{2}=2.15mA$$

$$I_{CQ}=\frac{\beta}{1+\beta}I_{EQ}\approx 2.1mA$$

$$U_{CEQ}=V_{CC}-I_{EQ}R_e=12-2.15\times 2=7.7V$$

(2) 画微分等效电路，如图 2.20 所示。

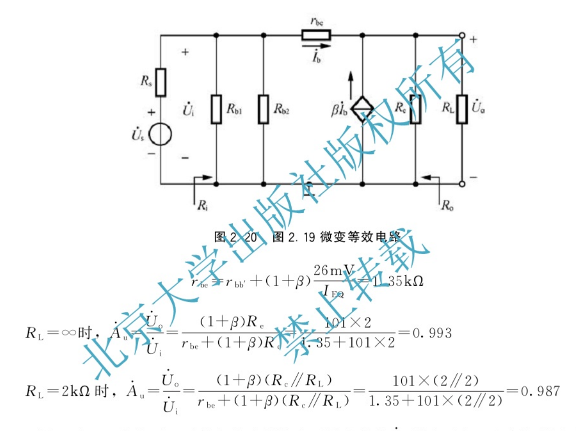


图 2.20　图 2.19 微变等效电路

$$r_{be}=r_{bb'}+(1+\beta)\frac{26mV}{I_{EQ}}=1.35k\Omega$$

$R_L=\infty$时，$\dot{A}_u=\frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i}=\frac{(1+\beta)R_e}{r_{be}+(1+\beta)R_e}=\frac{101\times 2}{1.35+101\times 2}=0.993$

$R_L=2k\Omega$ 时，$\dot{A}_u=\frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i}=\frac{(1+\beta)(R_e/\!/R_L)}{r_{be}+(1+\beta)(R_e/\!/R_L)}=\frac{101\times(2/\!/2)}{1.35+101\times(2/\!/2)}=0.987$

可见，当 R_L 变化时，对射极输出器的电压放大倍数$\dot{A}_u$影响不大，即射极输出器具有较强的带负载能力。

(3) 输入电阻

$$R_L=\infty\text{时，}R_i=R_{b1}/\!/R_{b2}/\!/[r_{be}+(1+\beta)R_e]=24.5k\Omega$$

$$R_L=2k\Omega\text{ 时，}R_i=R_{b1}/\!/R_{b2}/\!/[r_{be}+(1+\beta)(R_e/\!/R_L)]=21.8k\Omega$$

可见，当 R_L 变化时，对射极输出器的输入端的输入电阻 R_i 有影响。

(4) 输出电阻

$$R_o=R_e/\!/\frac{[R_s/\!/R_{b1}/\!/R_{b2}+r_{be}]}{1+\beta}=2k\Omega/\!/\frac{(1/\!/68/\!/47+1.35)k\Omega}{101}=23\Omega$$

由于

$$\dot{A}_u=\frac{\dot{I}_oR_L}{\dot{I}_iR_i}=\dot{A}_i\frac{R_L}{R_i}$$

所以
$$\dot{A}_{i}=\dot{A}_{u}\frac{R_{i}}{R_{L}}=0.987\times\frac{21.8}{2}=10.76$$

【例 2.6】 电路如图 2.21(a)所示，已知 $V_{DD}=40V$，$R_{G}=1\mu\Omega$，$R_{s1}=R_{s2}=500\Omega$，$R_{D}=12k\Omega$，$I_{DSS}=6mA$，$U_{GS(off)}=-6V$，试求：

(1) 计算电路静态工作点 I_{DQ}、U_{GSQ}、U_{DSQ}；

(2) 求电压增益 $\dot{A}_{u}$ 和输出电阻 R_{o}。

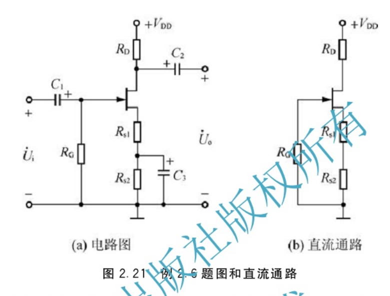
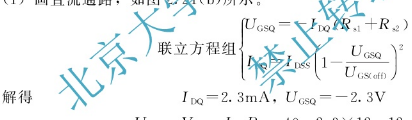


图 2.21　例 2.6 题图和直流通路



【解】 本题考察场效应管放大电路静态和交流性能指标分析与计算。

(1) 画直流通路，如图 2.21(b)所示。

联立方程组
$$\begin{cases}U_{GSQ}=-I_{DQ}(R_{s1}+R_{s2})\\ I_{DQ}=I_{DSS}\left(1-\dfrac{U_{GSQ}}{U_{GS(off)}}\right)^{2}\end{cases}$$

解得
$$I_{DQ}=2.3mA,\ U_{GSQ}=-2.3V$$
$$U_{DSQ}=V_{DD}-I_{DQ}R_{D}=40-2.3\times12=12.4V$$

(2) 画等效电路图，如图 2.22 所示。

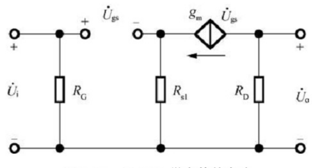


图 2.22　图 2.21 微变等效电路

低频跨导
$$g_{m}=-\frac{2I_{DSS}}{U_{GS(off)}}\left(1-\frac{U_{GSQ}}{U_{GS(off)}}\right)\approx1.23mS$$

电压增益 $\dot{A}_u=\dfrac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i}=\dfrac{-g_m\dot{U}_{gs}R_D}{\dot{U}_{gs}+g_m\dot{U}_{gs}R_{s1}}=\dfrac{-g_mR_D}{1+g_mR_{s1}}=\dfrac{-1.23\times12}{1+1.23\times12}\approx-9.14$

输出电阻 $R_o=R_D=12\text{k}\Omega$

【例 2.7】 放大电路如图 2.23 所示，已知晶体管 $\beta=50$，$r_{bb'}=100\Omega$，$R_C=16\text{k}\Omega$，$R_L=10\text{k}\Omega$，$V_{CC}=12\text{V}$，$U_{BEQ}=0.7\text{V}$。试分析：

（1）要使 $I_{CQ}=0.5\text{mA}$，求电阻 R_B；

（2）求电压增益 $\dot{A}_u$，输入电阻 R_i 和输出电阻 R_o。

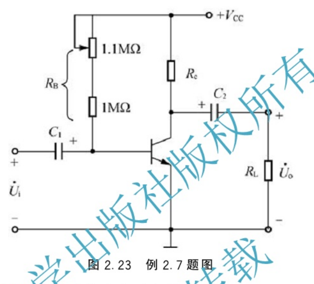
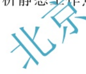


图 2.23 例 2.7 题图

【解】 本题考察对共射放大电路静态和动态参数分析。



（1）分析静态工作点

$$I_{BQ}=\frac{I_{CQ}}{\beta}=\frac{0.5\text{mA}}{50}=10\mu\text{A}$$

$$R_B=\frac{V_{CC}-U_{BEQ}}{I_{BQ}}=\frac{12-0.7}{10\mu\text{A}}=1.13\text{M}\Omega$$

（2）画微变等效电路，如图 2.24 所示。

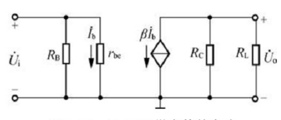


图 2.24 图 2.23 微变等效电路

$$r_{be}=r_{bb'}+(1+\beta)\frac{26\text{mA}}{I_{EQ}}=2.7\text{k}\Omega$$

电压增益 $\dot{A}_u=\dfrac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i}=\dfrac{-\beta(R_c/\!/R_L)}{r_{be}}=\dfrac{-50\times(16/\!/10)}{2.7}\approx-112$

输入电阻为

$$R_i = R_B // r_{be} \approx 2.7\text{k}\Omega$$

输出电阻为

$$R_o = R_c = 16\text{k}\Omega$$

【例 2.8】电路如图 2.25(a)所示，图 2.25(b)是晶体管的输出特性，静态时 $U_{BEQ}=0.7\text{V}$。利用图解法分别求出 $R_L=\infty$ 和 $R_L=3\text{k}\Omega$ 时的静态工作点和最大不失真输出电压 U_{om}(有效值)。

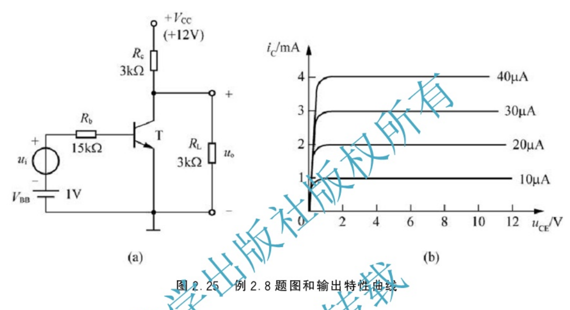


图 2.25　例 2.8 题图和输出特性曲线

【解】本题主要考察采用图解法分析放大电路的基本方法。

(1) 空载时。

$$I_{BQ} = \frac{V_{BB} - U_{BEQ}}{R_b} = 20\mu\text{A}$$

直流负载线方程：　$u_{CE} = V_{CC} - i_C R_c = 12 - 3i_C$

在输出特性曲线上作出该负载线，如图 2.26 所示。此负载线与 $i_B = 20\mu\text{A}$ 的一条特性曲线的交点 Q_1 就为空载时的静态工作点。

由 Q_1 可得：$I_{CQ}=2\text{mA}$，$U_{CEQ}=6\text{V}$

交流负载线：过 Q_1 点，且斜率为 $-\frac{1}{R_c}$，所以与直流负载线重合。由图 2.26 可得：

最大不失真输出电压峰值：$U_{om} = \min\{(U_{CEQ}-U_{CES}),(V_{CC}-U_{CEQ})\} = \min\{(6-0.7),(12-6)\} = 5.3\text{V}$，所以峰值约为 5.3V，有效值约为 3.75V。

(2) 带载时。

带载时，输入回路没有变化，电流 I_{BQ} 不变，$I_{BQ}=20\mu\text{A}$。

输出回路带上负载，此时直流负载线方程式：$u_{CE} = V'_{CC} - i_C R'_c$

其中：$V'_{CC} = \frac{R_L}{R_c + R_L} V_{CC} = 6V$　　$R'_c = R_c // R_L = 1.5\text{k}\Omega$

则带上负载后的直流负载线：$u_{CE}=6-1.5i_C$

在输出特性曲线上作出该负载线，如图 2.26 所示。负载线与 $i_B=20\mu A$ 的一条特性曲线的交点 Q_2 就为带负载后的静态工作点。

由 Q_2 可得：$I_{CQ}=2mA$，$U_{CEQ}=3V$

交流负载线：过 Q_2 点，且斜率为 $-\dfrac{1}{R'_c}$，所以与直流负载线重合。由图 2.26 可得：最大不失真输出电压的峰值约为 2.3V，有效值约为 1.63V。

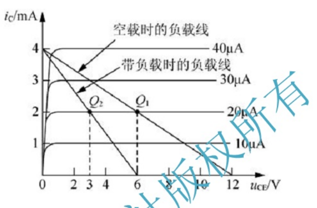


图 2.26　例 2.8 题解图

【例 2.9】 如图 2.27(a)所示放大电路中，已知晶体管 $\beta=50$，$r_{bb'}=100\Omega$，$R_3=8.2k\Omega$，$R_s=1k\Omega$，$R_L=8.2k\Omega$，静态时 $U_{CEQ}=4V$，$U_{BEQ}=0.7V$，$V_{CC}=15V$，电容 C_1、C_2 足够大，分析：

(1) 设 $R_1=R_2$，估算 R_1、R_2 的值；

(2) 求电压增益 $\dot{A}_u$、$\dot{A}_{us}$、输入电阻 R_i 和输出电阻 R_o；

(3) 本电路是一静态工作点稳定电路，试分析电路稳定静态工作点的原理。

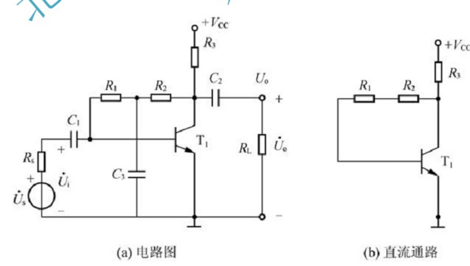


图 2.27　例 2.9 题图

【解】 本题主要考察通过负反馈的静态工作点稳定电路的分析。

（1）画直流通路，如图 2.27(b)所示。

$$V_{CC}=(I_{BQ}+I_{CQ})R_3+U_{CEQ} \quad \Rightarrow \quad I_{BQ}=\frac{V_{CC}-U_{CEQ}}{(1+\beta)R_3}=\frac{15-4}{51\times 8.2}=26.3\mu A$$

$$U_{CEQ}=I_{BQ}(R_1+R_2)+U_{BEQ} \quad \Rightarrow \quad R_1=R_2=62k\Omega$$

（2）画出微变等效电路，如图 2.28 所示。

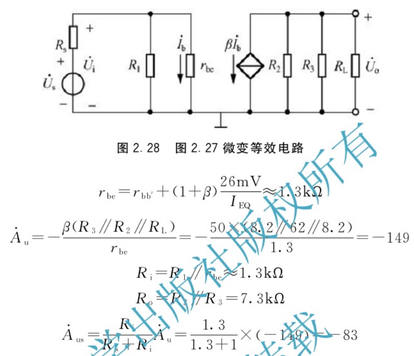


图 2.28　图 2.27 微变等效电路

$$r_{be}=r_{bb'}+(1+\beta)\frac{26mV}{I_{EQ}}\approx 1.3k\Omega$$

$$\dot{A}_u=-\frac{\beta(R_3 /\!/ R_2 /\!/ R_L)}{r_{be}}=-\frac{50\times(8.2 /\!/ 62 /\!/ 8.2)}{1.3}=-149$$

$$R_i=R_1 /\!/ r_{be}\approx 1.3k\Omega$$

$$R_o=R_2 /\!/ R_3=7.3k\Omega$$

$$\dot{A}_{us}=\frac{R_i}{R_s+R_i}\dot{A}_u=\frac{1.3}{1.3+1}\times(-149)=-83$$

（3）本电路稳定静态工作点的原理是：温度升高，晶体管的集电极电流 I_{CQ} 增大，则电阻 R_3 上的电压 $U_{R3}=I_{EQ}R_3$ 增大，而 $U_{CEQ}=V_{CC}-U_{R3}$ 减小，又 $U_{CEQ}=I_{BQ}(R_1+R_2)+U_{BEQ}$，所以 U_{CEQ} 的下降使 I_{BQ} 变小，从而抑制了 I_{CQ} 的增大，使静态工作点得到稳定，其过程也可表述如下。

$$T\uparrow \longrightarrow I_{CQ}\uparrow \longrightarrow U_{R3}(=I_{CQ}R_2)\uparrow \longrightarrow U_{CEQ}(=V_{CC}-I_{CQ}R_3)\downarrow$$

$$\downarrow$$

$$I_{CQ}\downarrow \longleftarrow I_{BQ}(=\frac{U_{CEQ}-U_{BEQ}}{R_1+R_2})\downarrow$$

【例 2.10】 如图 2.29 所示的阻容耦合单管共射放大电路中，假设分别改变下列各项参数，试定性分析放大电路的中频电压放大倍数 $|\dot{A}_{um}|$、下限截止频率 f_L 和上限截止频率 f_H 将如何变化。

（1）增大隔直电容 C_1；

（2）增大集电极电阻 R_c；

（3）增大基级电阻 R_b；

（4）增大晶体管级间电容 $C_{b'e}$、$C_{b'c}$；

（5）增大共射电流放大系数 β。

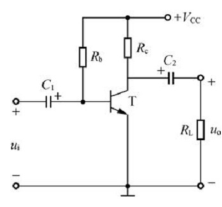


图 2.29　例 2.10 题图

【解】 本题主要是考察频率特性的基本概念，理解放大电路的参数与 $|\dot{A}_{um}|$、f_L 和 f_H 之间的定性关系。

(1) 增大 C_1：$|\dot{A}_{um}|$ 基本不变，f_L 将降低，f_H 基本不变。

(2) 增大 R_c：在波形不失真的前提下，$|\dot{A}_{um}|$ 将增大，f_L 基本不变，f_H 将降低。

(3) 增加 R_b：$|\dot{A}_{um}|$ 基本不变，f_L 将降低，f_H 基本不变。

(4) 增大电容 $C_{b'e}$、$C_{b'c}$：$|\dot{A}_{um}|$ 和 f_L 基本不变，f_H 将降低。

(5) 增大 β：若 r_{be} 不变，则在波形基本不失真的前提下，$|\dot{A}_{um}|$ 将增大，f_L 基本不变，f_H 将降低。

【例 2.11】 已知两个多级放大电路中各个放大级的上限频率和下限频率分别如下，试估算这两个多级放大电路总的上限频率 f_H 和下限频率 f_L。

(1) 第一个多级放大电路有两个放大级，它们的参数分别为 $f_{H1}=950\text{kHz}$，$f_{L1}=110\text{Hz}$；$f_{H2}=80\text{kHz}$，$f_{L2}=12\text{Hz}$；

(2) 第二个多级放大电路有 3 个放大级，而且三者的参数相同，即 $f_{H1}=f_{H2}=f_{H3}=2\text{MHz}$，$f_{L1}=f_{L2}=f_{L3}=20\text{Hz}$。

【解】 本题主要是考察对于多级放大电路频率特性的分析。

(1) 由于两个放大级的参数相差很大：$f_{H1}\gg f_{H2}$，$f_{L1}\gg f_{L2}$，因而可以近似认为多级放大电路的总的上限截止频率和下限截止频率分别为：

$$f_H\approx f_{H2}=80\text{kHz},\quad f_L\approx f_{L1}=110\text{Hz}$$

(2) 由于 3 个放大级的参数都相等，因此利用近似公式估算总的上限截止频率和下限截止频率：

$$f_L\approx 1.1\sqrt{f_{L1}^2+f_{L2}^2+\cdots+f_{Ln}^2}\approx 38\text{Hz}$$

$$\frac{1}{f_H}\approx 1.1\sqrt{\frac{1}{f_{H1}^2}+\frac{1}{f_{H2}^2}+\cdots+\frac{1}{f_{Hn}^2}}\approx 1.05\text{MHz}$$

2.3　习题选编及答案

2.3.1　习题选编

一、选择题(请选择一个最合适的答案填入空格之中)

1. 下列说法哪个正确？(　　)

A. 基本放大电路是将信号源的功率加以放大

B. 在基本放大电路中，三极管受信号的控制，将直流电源的功率转换为输出的信号功率

C. 基本放大电路中，输出功率是由三极管提供的

2. 放大电路的饱和失真是由于放大电路的工作点达到三极管的特性曲线的(　　)而引起的非线性失真。

A. 饱和区　　　B. 放大区　　　C. 截止区

3. 基本共射电路如图 2.30 所示，在集电极的电阻 R_c 中(　　)。

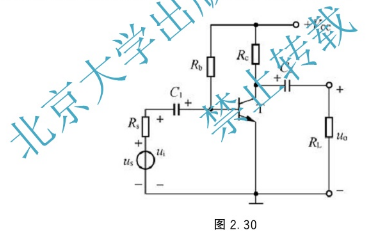


图 2.30

A. 只有直流　　　B. 只有交流　　　C. 既有直流，又有交流

4. 关于改变 R_C 和 V_{CC} 对放大电路的直流负载的影响，下面说法哪种是正确的？(　　)

A. 改变直流负载线的斜率

B. 改变直流负载线与两坐标的交点，但不改变直流负载线的斜率

C. 改变直流负载线与两坐标的交点并且改变直流负载线的斜率

5. 利用微变等效电路可以计算晶体管放大电路的(　　)。

A. 输出功率　　　B. 交流参数

C. 静态工作点　　　D. 交流和直流参数





6. 对于共集电极放大电路的特点，其错误的结论是(　　)。

A. 输入电阻高，且与负载有关　　B. 输出电阻小，且与信号源内阻有关

C. 电压放大倍数小于 1，且接近等于 1　　D. 电流放大倍数小于 1

7. 在下面关于放大器的 4 种说法中，只有(　　)肯定是正确的。

A. 放大器有功率放大功能　　B. 放大器有电压放大能力

C. 放大器有电流放大能力　　D. 放大器的增益带宽积为常数

8. 图 2.31 所示为放大电路及其输入、输出波形，若要使 u_o 波形不失真，则(　　)。

A. R_c 增大　　B. R_b 增大　　C. V_{CC} 减小　　D. u_i 增大

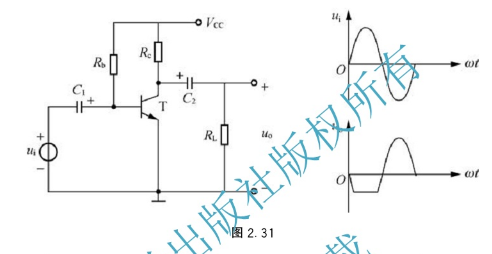


图 2.31

9. 放大电路的下限截止频率 f_L 在频率特性中所对应的电压放大倍数为(　　)。

A. $0.707A_{um}$　　B. A_{um}　　C. 1　　D. $1/\sqrt{2}$

10. 三极管的 3 种基本连接方式中：

(1) 输入电阻最高输出电阻最低的是(　　)；

(2) 只有电流放大作用的电路是(　　)；

(3) 只有电压放大作用的是(　　)。

A. 共射　　B. 共集　　C. 共基

11. 基本共射放大电路中输入中频信号时，输出与输入电压的相位移为(　　)。

A. $-180°$　　B. $-90°$　　C. $+180°$　　D. $360°$

12. 射极输出器的输出信号与输入信号相位差为(　　)。

A. $90°$　　B. $45°$　　C. $0°$　　D. $-90°$

13. 晶体管 3 种基本放大电路中，(　　)组态兼有电压和电流放大作用。

A. 共射　　B. 共集　　C. 共基　　D. 共漏

14. 图 2.32 所示的电路出现故障，且经测量得知 $U_E=0$，$U_c=V_{CC}$，故障的原因是下列 4 种之一，请判断是(　　)。

A. R_c 开路　　B. R_c 短路　　C. R_e 开路　　D. R_{b1} 开路



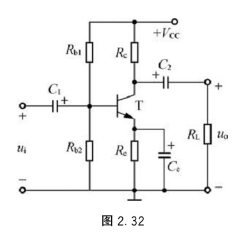


图 2.32

15. 通常希望放大电路的输入电阻和输出电阻大一些好，还是小一些好？(　　)

A. 输入电阻小，输出电阻小一些好

B. 输入电阻小，输出电阻大一些好

C. 输入电阻大，输出电阻小一些好

D. 输入电阻大，输出电阻大一些好

16. 某放大电路在负载开路时的输出电压的有效值为 4V，接入 3kΩ 负载电阻后，输出电压的有效值降为 3V，则放大电路的输出电阻为(　　)。

A. 1kΩ　　B. 1.5kΩ　　C. 2kΩ　　D. 4kΩ

17. 两个共射放大电路 A 和 B，它们有相同的电压放大倍数，但有不同的输入、输出电阻，若对同一个内阻不为零的信号源电压进行放大，测得放大器 A 的输出电压比放大器 B 小，这说明放大器 A 的(　　)。

A. 输入电阻大　　B. 输入电阻小　　C. 输出电阻大　　D. 输出电阻小

18. 放大器的电压放大倍数 $\dot{A}_u=\dfrac{0.5f^2}{\left(1+\mathrm{j}\dfrac{f}{2}\right)\left(1+\mathrm{j}\dfrac{f}{100}\right)\left(1+\mathrm{j}\dfrac{f}{10^5}\right)}$，中频电压放大倍数 $\dot{A}_{um}$ 等于(　　)。

A. 100　　B. 200　　C. −100　　D. −200

19. 在单级共射放大电路当中，高频时放大器的放大倍数下降主要是因为(　　)。

A. 隔直电容和旁路电容　　B. 晶体管的非线性特性

C. 晶体管的极间电容和分布电容　　D. 三极管的 β 值大小

20. 放大器电压放大倍数的频率特性的表达式为 $\dot{A}_u=\dfrac{1000\mathrm{j}\dfrac{f}{10}}{\left(1+\mathrm{j}\dfrac{f}{10}\right)\left(1+\mathrm{j}\dfrac{f}{10^6}\right)}$，其上限截止频率等于(　　)。

A. 10Hz　　B. 1Hz　　C. 1000Hz　　D. 1MHz

二、填空题

1. 放大电路在高频输入信号作用下电压增益下降的原因是(　　)，在低频输入信号的作用下，电压增益下降的原因是(　　)。

2. 当输入信号频率与放大电路下限截止频率或者上限截止频率相等时，电压增益的值下降到中频电压增益的(　　)，即增益下降(　　)dB。

3. 某单管共射放大电路，当 $f=f_L$ 时，在波特图的相频特性曲线上输出信号和输入信号相位差为(　　)；当 $f=f_H$ 时，相位差为(　　)。

4. 采用(　　)耦合放大电路能改善电路低频响应特性，(　　)基本放大电路能有效地改善电路高频响应。

5. 增益带宽积是(　　)和(　　)的乘积，通常情况下选定晶体管和信号源后，增益带宽积就大体确定，如果需要提高电压增益并拓宽通频带，需要选用(　　)的晶体管。

三、综合题

1. 分别判断图 2.33 中所示的各电路是否具有放大作用，并说明其原因。

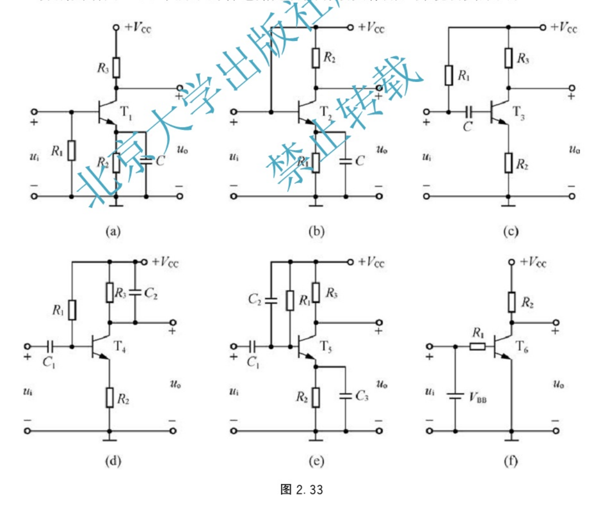


图 2.33

(g) (h) (i)

图 2.33(续)

2. 画出图 2.34 所示各电路的直流通路和交流通路。

(a) (b)

(c) (d)

图 2.34

3. 电路如图 2.35(a)所示，输出特性曲线如图 2.35(b)所示。已知 $V_{CC}=12V$，$U_{BEQ}=$



0.7V，$\beta=100$，$R_b=282\text{k}\Omega$，$R_c=2\text{k}\Omega$，$R_L=2\text{k}\Omega$。求：

（1）试用作图法在图2.35(b)中确定静态工作点U_{CEQ}和I_{CQ}；

（2）在图2.35(b)中画出交流负载线，并确定最大不失真输出电压有效值U_{om}；

（3）当输入信号不断增大时，输出电压首先出现何种失真？

（4）分别说明R_b减小、R_c增大、R_L增大3种情况下Q点在图2.35(b)中的变化和U_{om}的变化。

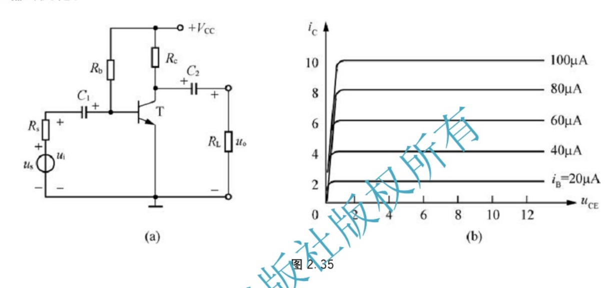


图2.35

4. 电路如图2.35(a)所示，为单管共射放大电路，已知$V_{CC}=12\text{V}$，$\beta=50$，$R_b=280\text{k}\Omega$，$R_c=3\text{k}\Omega$，$R_L=3\text{k}\Omega$。求：

（1）试估算放大电路的静态工作点Q；

（2）计算$\dot{A}_u$、R_i、R_o；

（3）如果C_1短路，放大电路的哪些参数会发生变化？如何变化？

5. 如图2.35(a)所示放大电路，已知$V_{CC}=15\text{V}$，$\beta=100$，$R_L=10\text{k}\Omega$，$r_{be}=2.8\text{k}\Omega$，测得静态$U_{CEQ}=5\text{V}$，$I_{CQ}=1\text{mA}$。

（1）求解R_b和R_c；

（2）估算$\dot{A}_u$；

（3）若测得输出电压有效值等于300mV，则求输入电压有效值U_i。

（4）若电路的信号源有内阻，且$R_s=2\text{k}\Omega$，则$\dot{A}_{us}=\dfrac{\dot{U}_o}{\dot{U}_s}=?$

6. 如图2.36所示的单管共射放大电路，$\beta=100$，$R_b=490\text{k}\Omega$，$R_c=3\text{k}\Omega$，$R_L=3\text{k}\Omega$，$r_{bb'}=200\Omega$，$U_{BEQ}=-0.2\text{V}$。

（1）试估算放大电路的静态工作点Q；

（2）计算$\dot{A}_u$、R_i、R_o。

（3）若输入正弦电压，输出波形出现底部失真，试问晶体管是发生了截止失真还是饱和失真？应调整电路中哪个参数？

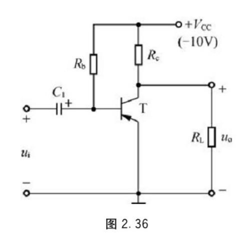


图 2.36

7. 放大电路如图 2.37(a)所示，$V_{CC}=V_{EE}$，要求交、直流负载线如图 2.37(b)所示。

(1) 求电源电压 V_{CC}，电阻 R_e、R_{b1}、R_{b2} 和 R_L 的值；

(2) 如果输入信号幅值增加，首先会出现什么失真？最大不失真输出电压为多少？如何调节电路的参数可以增大最大不失真输出电压的幅值？

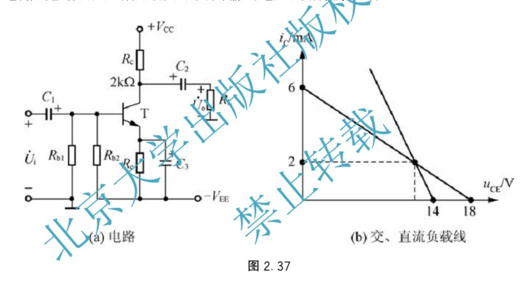


图 2.37

8. 如图 2.38 所示射极输出电路，已知 $V_{CC}=12\text{V}$，$U_{BEQ}=0.7\text{V}$，$R_b=510\text{k}\Omega$，$R_e=2.7\text{k}\Omega$，$R_L=3\text{k}\Omega$，$\beta=50$，$R_s=50\text{k}\Omega$，试求：

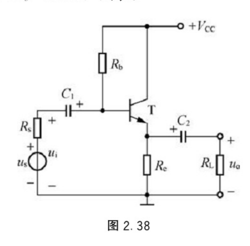


图 2.38

（1）画直流通路并估算 Q 点；

（2）画微变等效电路；

（3）计算不带负载、带负载时的 $\dot{A}_u$、R_i、R_o。

9. 如图 2.39 所示的放大电路，已知 $V_{CC}=12V$，$\beta=50$，$r_{bb'}=100\Omega$，$U_{BEQ}=0.7V$，$R_b=200k\Omega$，$R_c=2k\Omega$，$R_L=2k\Omega$，$R_{e1}=500\Omega$，$R_{e2}=1.1k\Omega$，设 C 都足够大。

（1）计算放大电路的静态工作点 Q；

（2）计算 $\dot{A}_u$、R_i、R_o。

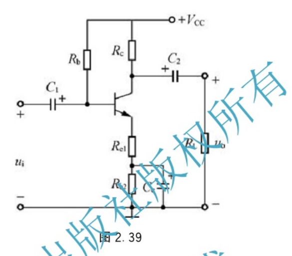
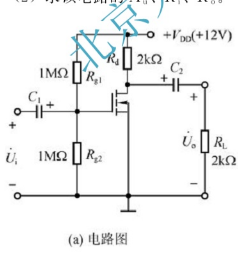


图 2.39

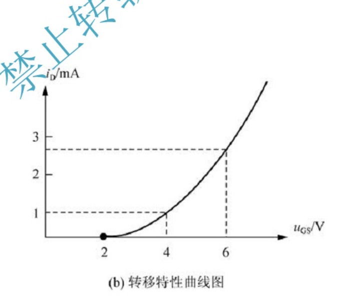
10. 电路如图 2.40(a)所示，场效应管转移特性曲线如图 2.40(b)所示。

（1）求该电路的静态工作点；

（2）求该电路的 $\dot{A}_u$、R_i、R_o。



(a) 电路图



(b) 转移特性曲线图

图 2.40

11. 如图 2.41 所示的场效管放大电路，已知 $V_{DD}=20V$，$V_{GG}=2V$，$R_d=5.1k\Omega$，$R_g=10M\Omega$，$U_{GS(th)}=1V$，$I_{DO}=2mA$。试估算 Q 点、$\dot{A}_u$、R_i、R_o。

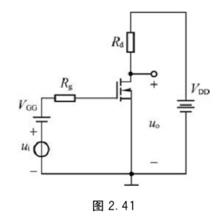


图 2.41

12. 如图 2.42 所示的场效应管放大电路，已知 $V_{DD}=20V$，$R_d=10k\Omega$，$R_s=10k\Omega$，$R_{g1}=150k\Omega$，$R_{g2}=50k\Omega$，$R_g=1M\Omega$，$g_m=0.312mA/V$，$R_L=1M\Omega$，$I_{DSS}=1mA$，$U_{GS(off)}=+5V$，试求：

（1）计算放大电路的静态工作点 Q；

（2）分别求$\dot{A}_u$、R_i、R_o。

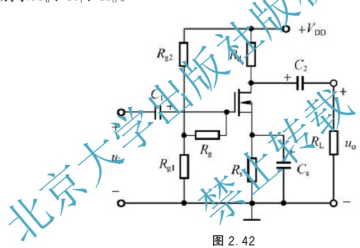


图 2.42

13. 已知单管共射放大电路的中频电压放大倍数 $A_{usm}=-200$，$f_L=10Hz$，$f_H=1MHz$，试求：

（1）画出放大电路的波特图；

（2）分别说明当 $f=f_L$ 和 $f=f_H$ 时，电压放大倍数的模和相角分别为多少。

14. 单管放大电路如图 2.43 所示，已知 $I_c=2.5mA$，$\beta=50$，$C_\mu=4pF$，$f_T=50MHz$，$r_{bb'}=50\Omega$，$R_b=220k\Omega$，$R_c=500\Omega$，$R_s=50\Omega$，$C_1=1\mu F$，求放大电路的上限截止频率 f_H 和下限截止频率 f_L。

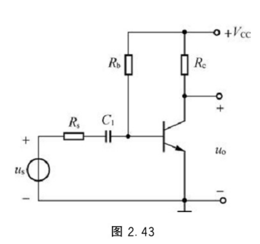


图 2.43

15. 某放大电路的幅频特性波特图如图 2.44 所示。



(1) 中频电压增益 $20\lg|\dot{A}_{um}|=$__________。

(2) 电压增益表达式 $\dot{A}_u=$__________。

(3) 电路下限截止频率 $f_L=$__________，上限截止频率 $f_H=$__________。

(4) 当 $f=10^5$ Hz 时，附加相移为__________。

(5) 该放大电路为__________(一、二、三)级放大电路。

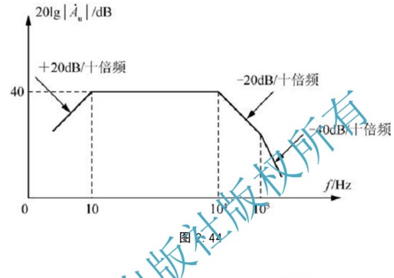


图 2.44

2.3.2　习题答案

一、选择题

1．B；2．A；3．C；4．C；5．B；6．D；7．A；8．B；9．A；10．B、B、C；11．A；12．C；13．A；14．D；15．C；16．A；17．B；18．C；19．C；20．D

二、填空题

1. 结电容，耦合电容；2. 0.707，－3；3. －135°，－225°；4. 直接，共基或共集；5. 中频电压增益，通频带，f_T 高、C_μ 小的高频管

三、综合题

1. 解：(a)不能，因为发射结没有偏置电压，T_1 不能工作在放大区。

(b) 不能，因为集电结正偏，T_2 工作在饱和区，非放大区。

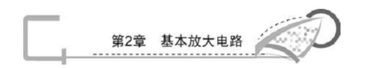
(c) 不能，因为电容 C 的存在，发射结没有偏置电压，T_3 不能工作在放大区。

(d) 不能，因为输出信号被 C_2 短路。

(e) 不能，因为输入信号被 C_2 短路。

(f) 不能，因为输入信号被 V_{BB} 短路。

(g) 不能，因为输出信号被交流短路。



（h）可能。

（i）不能，因为 T 截止。

2. 解：直流通路：电容开路，变化量的输入信号 $u_i=0$，各图的直流通路如图 2.45 所示。

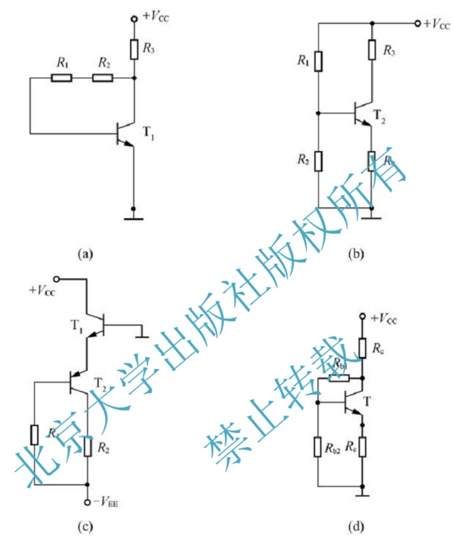


图 2.45　直流通路

交流通路：各电路的交流通路如图 2.46 所示。

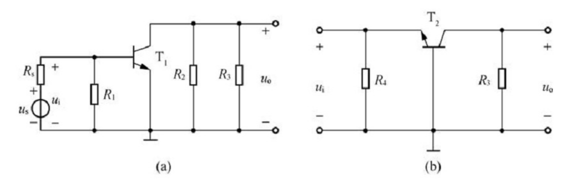


图 2.46



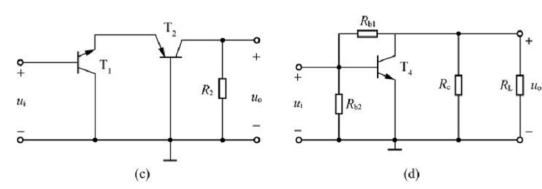


图 2.46(续)

3. 解：(1) 由图可知：$I_{BQ}=\dfrac{V_{CC}-U_{BEQ}}{R_b}=\dfrac{(12-0.7)\text{V}}{282\text{k}\Omega}\approx 40\mu\text{A}$

由输出回路列出回路方程：$u_{CE}=V_{CC}-i_C R_c$，在输出特性曲线上做出代表该方程的直线，即直流负载线，如图 2.47 所示。

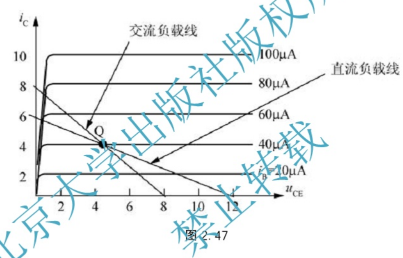


图 2.47

由图 2.47 可知：$U_{CEQ}\approx 4\text{V}$，$I_{CQ}\approx 4\text{mA}$

(2) 交流负载线方程：$u_{CE}=V'_{CC}-i_C R'_L$(等效电阻 $R_L'=R_c /\!/ R_L$)

其中 $V'_{CC}=U_{CEQ}+I_{CQ}R'_L$，直线如图 2.47 所示。

最大不失真电压峰值：$U_{om}=3.7\text{V}$，有效值：$U_{om}=\dfrac{3.7}{\sqrt{2}}\approx 2.62\text{V}$

(3) 当输入信号不断增大时，首先出现饱和失真，因为 Q 点偏向饱和区。

(4) R_b：只有 R_b 减小时，Q 点沿直流负载线上移，U_{om} 减小；

R_c：只有 R_c 增大时，Q 点沿 $i_B=40\mu\text{A}$ 这条输出特性曲线左移，U_{om} 减小；

R_L：只有 R_L 增大时，Q 点不变化，但交流负载变得更平滑，U_{om} 增大。

4. 解：(1) $I_{BQ}=\dfrac{V_{CC}-U_{BEQ}}{R_b}=\dfrac{(12-0.7)\text{V}}{280\text{k}\Omega}\approx 40.4\mu\text{A}$

$I_{CQ}=\beta I_{BQ}=50\times 40.4\mu\text{A}=2.02\text{mA}$

$U_{CEQ}=V_{CC}-I_{CQ}R_c=12-2.02\times 3=5.94\text{V}$

(2) $r_{be}=r_{bb'}+(1+\beta)\frac{26\text{mV}}{I_{EQ}}=0.84\text{k}\Omega$

则

$$\dot{A}_u=-\frac{\beta(R_c/\!/R_L)}{r_{be}}=-89.3$$

$$R_i=R_b/\!/r_{be}\approx0.84\text{k}\Omega$$

$$R_o=R_c=3\text{k}\Omega$$

(3) C_2 短路。

静态参数：因直流通路中的输入回路不变，所以 I_{BQ}、I_{CQ}不变，但输出回路发生变化，则电压 U_{CEQ}发生变化，$U_{CEQ}=\frac{R_L}{R_c+R_L}V_{CC}-I_{CQ}(R_C/\!/R_L)=2.97\text{V}$，减小。

动态参数：交流通路没有变化，参数也没有变化，所以$\dot{A}_u$、R_i、R_o都不变。

5. 解：(1) 由 $U_{CEQ}=V_{CC}-I_{CQ}R_c$，可得：$R_c=\frac{V_{CC}-U_{CEQ}}{I_{CQ}}=\frac{(15-5)\text{V}}{1\text{mA}}=10\text{k}\Omega$

$R_b=\frac{V_{CC}-U_{BEQ}}{I_{BQ}}=\frac{(15-0.7)\text{V}}{1\text{mA}/100}\approx1430\text{k}\Omega$

(2) $\dot{A}_u=-\frac{\beta(R_C/\!/R_L)}{r_{be}}=-178.6$

(3) $U_i=\frac{u_o}{|\dot{A}_u|}=0.17\text{mV}$

(4) $\dot{A}_{us}=\frac{R_i}{R_i+R_s}\dot{A}_u$，其中：$R_i=R_b/\!/r_{be}\approx2.8\text{k}\Omega$

所以

$$\dot{A}_{us}=\frac{R_i}{R_i+R_s}\dot{A}_u=\frac{2.8}{2.8+2}\times(-178.6)=-104.2$$

6. 解：(1) $I_{BQ}=\frac{U_{BEQ}-(-V_{CC})}{R_b}=\frac{[-0.2-(-10)]\text{V}}{490\text{k}\Omega}\approx20\mu\text{A}$

$$I_{CQ}=\beta I_{BQ}=100\times20\mu\text{A}=2\text{mA}$$

$$U_{CEQ}=-V_{CC}+I_{CQ}R_c=-10+2(\text{mA})\times3(\text{k}\Omega)=-4\text{V}$$

(2) $r_{be}=r_{bb'}+(1+\beta)\frac{26\text{mV}}{I_{EQ}}=1.5\text{k}\Omega$

则

$$\dot{A}_u=-\frac{\beta(R_c/\!/R_L)}{r_{be}}=-100$$

$$R_i=R_b/\!/r_{be}\approx1.5\text{k}\Omega$$

$$R_o=R_c=3\text{k}\Omega$$

(3) 输入正弦电压信号，输出波形出现底部失真，晶体管发生了截止失真，可以调整 R_b，减小 R_b，增大 I_{BQ}，使工作点偏移截止区。

7. 解：(1) 根据直流通路得直流负载线方程：$U_{CEQ}=V_{CC}-(-V_{EE})-I_{CQ}(R_c+R_e)$

由图可知：$V_{CC}=V_{EE}=9\text{V}$

$R_c + R_e = \dfrac{V_{CC} + V_{EE}}{I_{CQ}} = 3\text{k}\Omega$，所以 $R_e = 1\text{k}\Omega$

又由图可知 $I_{CQ} = 2\text{mA}$，则 $U_{CEQ} = V_{CC} - (-V_{EE}) - I_{CQ}(R_c + R_e) = 12\text{V}$

而 $$U_{EQ} = V_{CC} - I_{CQ}R_c - U_{CEQ} = -7\text{V}$$

又 $$U_{EQ} = \frac{R_{b1}}{R_{b1} + R_{b2}}(-V_{EE}) - U_{BEQ}$$

所以 $$\frac{R_{b1}}{R_{b2}} = \frac{3}{7}$$

取 $$R_{b1} = 27\text{k}\Omega \qquad R_{b2} = 63\text{k}\Omega$$

由交流负载线可知 $$I_{CQ}(R_c /\!/ R_L) = 14 - U_{CEQ} = 2\text{V}$$

所以 $$R_L = 2\text{k}\Omega$$

(2) 由图可知，静态工作点 Q 偏低，靠近截止区，所以当输入信号增大时，首先出现截止失真。

最大不失真输出电压幅值为：$14 - 12 = 2\text{V}$

若要增大最大不失真输出电压，可上移 Q 点，即可增大 R_{b2} 或减小 R_{b1}。

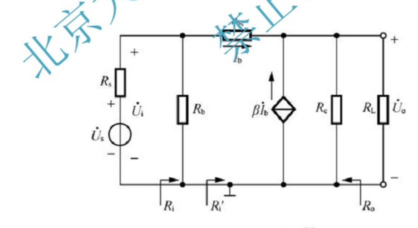
8. 解：(1) 将图中电容开路即为直流通路，图略。

$$I_{BQ} = \frac{V_{CC} - U_{BEQ}}{R_b + (1+\beta)R_e} = 17.4\mu\text{A}$$

$$I_{EQ} = (1+\beta)I_{BQ} = 0.87\text{mA}$$

$$U_{CEQ} = V_{CC} - I_{EQ}R_e \approx 9.65\text{V}$$

(2) 微变等效电路如下图所示。



(3) $$r_{be} = r_{bb'} + (1+\beta)\frac{26\text{mV}}{I_{EQ}} = 1.69\text{k}\Omega$$

不带负载时：$$\dot{A}_u = \frac{(1+\beta)R_e}{r_{be} + (1+\beta)R_e} \approx 0.988$$

$$R_i = R_b /\!/ [r_{be} + (1+\beta)R_e] = 109.5\text{k}\Omega$$

$$R_o = R_e /\!/ \frac{r_{be} + (R_s /\!/ R_b)}{1+\beta} \approx 69\Omega$$

带负载时：$\dot{A}_u=\dfrac{(1+\beta)R_L{}'}{r_{be}+(1+\beta)R_L{}'}$　其中：$R_L{}'=R_e /\!/ R_L$

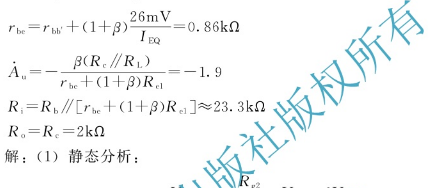
则
$$\dot{A}_u=\frac{(1+\beta)R_L{}'}{r_{be}+(1+\beta)R_L{}'}\approx 0.979$$
$$R_i=R_b /\!/ [r_{be}+(1+\beta)R_L{}']\approx 68.9\text{k}\Omega$$
$$R_o=R_e /\!/ \frac{r_{be}+(R_s /\!/ R_b)}{1+\beta}\approx 69\Omega$$

9. 解：(1) $I_{BQ}=\dfrac{V_{CC}-U_{BEQ}}{R_b+(1+\beta)(R_{e1}+R_{e2})}=40.1\mu\text{A}$

$I_{CQ}=\beta I_{BQ}=2\text{mA}$

$U_{CEQ}\approx V_{CC}-I_{CQ}(R_c+R_{e1}+R_{e2})=4.8\text{V}$

(2) $r_{be}=r_{bb'}+(1+\beta)\dfrac{26\text{mV}}{I_{EQ}}=0.86\text{k}\Omega$



$\dot{A}_u=-\dfrac{\beta(R_c /\!/ R_L)}{r_{be}+(1+\beta)R_{e1}}=-1.9$

$R_i=R_b /\!/ [r_{be}+(1+\beta)R_{e1}]\approx 23.3\text{k}\Omega$

$R_o=R_c=2\text{k}\Omega$

10. 解：(1) 静态分析：
$$U_{GSQ}=\frac{R_{g2}}{R_{g1}+R_{g2}}V_{DD}=6\text{V}$$

在转移特性曲线上，根据栅源之间电压得到 $U_{GS}=6\text{V}$
所对应的漏极电流 $I_{DQ}=2.75\text{mA}$。

则　$U_{DSQ}=V_{DD}-I_{DQ}R_d=6.5\text{V}$

(2) 由转移特性曲线得：$I_{DO}=1\text{mA}$

则
$$g_m=\frac{2}{U_{GS(th)}}\sqrt{I_{DO}I_{DQ}}\approx 1.658\text{mS}$$
$$\dot{A}_u=-g_m(R_D /\!/ R_L)\approx -1.66$$
$$R_i=R_{g1} /\!/ R_{g2}=500\text{k}\Omega$$
$$R_o=R_d=2\text{k}\Omega$$

11. 解：(1) 静态工作点：
$$U_{GSQ}=V_{GG}=2\text{V}$$

由转移特性方程：$I_{DQ}=I_{DO}\left(\dfrac{U_{GSQ}}{U_{GS(th)}}-1\right)^2$，求得 $I_{DQ}=2\text{mA}$
$$U_{DSQ}=V_{DD}-I_{DQ}R_d=9.8\text{V}$$

(2) $g_m=\dfrac{2}{U_{GS(th)}}\sqrt{I_{DQ}I_{DO}}=4\text{mA/V}$
$$\dot{A}_u=\frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i}=\frac{-g_m\dot{U}_{gs}R_d}{\dot{U}_{gs}}=-g_mR_d=-20.4$$

$$R_{\mathrm{i}}=\infty$$

$$R_{\mathrm{o}}=R_{\mathrm{d}}=5.1\mathrm{k\Omega}$$

12. 解：(1) $U_{\mathrm{GQ}}=\dfrac{R_{\mathrm{g1}}}{R_{\mathrm{g1}}+R_{\mathrm{g2}}}V_{\mathrm{DD}}=15\mathrm{V}$

$$U_{\mathrm{GSQ}}=U_{\mathrm{GQ}}-I_{\mathrm{DQ}}R_{\mathrm{s}}$$

$$U_{\mathrm{DSQ}}=V_{\mathrm{DD}}-I_{\mathrm{DQ}}(R_{\mathrm{d}}+R_{\mathrm{s}})$$

$$I_{\mathrm{DQ}}=I_{\mathrm{DSS}}\left(1-\frac{U_{\mathrm{GSQ}}}{U_{\mathrm{GS(off)}}}\right)^2$$

3个方程式联立求解及可得工作点：$I_{\mathrm{DQ}}=0.61\mathrm{mA}$，$U_{\mathrm{GSQ}}=8.9\mathrm{V}$，$U_{\mathrm{DSQ}}=7.8\mathrm{V}$

(2) $\dot{A}_{\mathrm{u}}=-g_{\mathrm{m}}(R_{\mathrm{d}}//R_{\mathrm{L}})\approx-3.12$

$R_{\mathrm{i}}=R_{\mathrm{g}}+(R_{\mathrm{g1}}//R_{\mathrm{g2}})=1037.5\mathrm{k\Omega}$

$R_{\mathrm{o}}=R_{\mathrm{d}}=10\mathrm{k\Omega}$

13. 解：(1) 图略。

(2) $f=f_{\mathrm{L}}$：$A_{\mathrm{us}}=-141.4$，相角为$-135°$；

$f=f_{\mathrm{H}}$：$A_{\mathrm{us}}=-141.4$，相角为$-225°$。

14. 解：(1) 下限截止频率：$f_{\mathrm{L}}=\dfrac{1}{2\pi(R_{\mathrm{i}}+R_{\mathrm{s}})C_1}$

其中：$R_{\mathrm{i}}=R_{\mathrm{b}}//[r_{\mathrm{bb'}}+r_{\mathrm{b'e}}]$

$$r_{\mathrm{b'e}}=(1+\beta)\frac{26\mathrm{mV}}{I_{\mathrm{EQ}}}=520\Omega$$

则 $$R_{\mathrm{i}}=R_{\mathrm{b}}//[r_{\mathrm{bb'}}+r_{\mathrm{b'e}}]\approx0.57\mathrm{k\Omega}$$

所以 $$f_{\mathrm{L}}=\frac{1}{2\pi(R_{\mathrm{i}}+R_{\mathrm{s}})C_1}=256.8\mathrm{Hz}$$

(2) 上限截止频率：$f_{\mathrm{H}}=\dfrac{1}{2\pi[(R_{\mathrm{s}}//R_{\mathrm{b}}+r_{\mathrm{bb'}})//r_{\mathrm{b'e}}]C'_{\pi}}$

其中：$C_{\pi}'=C_{\pi}+(1-K)C_{\mu}$

$$g_{\mathrm{m}}=\frac{\beta_{\mathrm{o}}}{r_{\mathrm{b'e}}}\approx\frac{I_{\mathrm{EQ}}}{U_{\mathrm{T}}}=0.098\mathrm{A/V}$$

$$K=-g_{\mathrm{m}}R_{\mathrm{c}}=-49$$

$$C_{\pi}\approx\frac{g_{\mathrm{m}}}{2\pi f_{\mathrm{T}}}=321\mathrm{pF}$$

则 $$C_{\pi}'=C_{\pi}+(1-K)C_{\mu}=521\mathrm{pF}$$

$$R'=[(R_{\mathrm{s}}//R_{\mathrm{b}})+r_{\mathrm{bb'}}]//r_{\mathrm{b'e}}\approx83.9\Omega$$

所以 $$f_{\mathrm{H}}=\frac{1}{2\pi[(R_{\mathrm{s}}//R_{\mathrm{b}}+r_{\mathrm{bb'}})//r_{\mathrm{b'e}}]C'_{\pi}}=\frac{1}{2\pi R'C'_{\pi}}\approx3.6\mathrm{MHz}$$

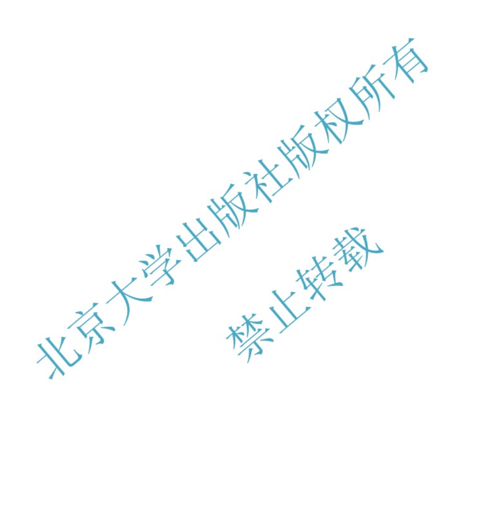
15. 解：(1) 40dB

（2）$\dfrac{\pm 100\left(\mathrm{j}\dfrac{f}{10}\right)}{\left(1+\mathrm{j}\dfrac{f}{10}\right)\left(1+\mathrm{j}\dfrac{f}{10^4}\right)\left(1+\mathrm{j}\dfrac{f}{10^5}\right)}$

（3）10Hz，10^4 Hz

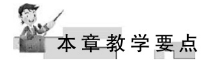
（4）$-135°$

（5）两级



第 3 章

集成运算放大电路



本章教学要点

本章主要介绍了集成运算放大电路的主要单元电路以及集成电路的基本知识，为后面讨论集成运放的各种应用电路打下基础。各知识点的基本要求如下表。

知识要点		掌握程度	相关知识
多级放大电路	耦合方式及特点	一般了解	
	直接耦合放大电路的特殊问题	一般了解	
	分析计算	熟练掌握	
	频率响应	一般了解	
集成运算放大电路	电路特点及组成	一般了解	3 种基本放大电路
	主要性能指标	一般了解	
	各种类型的集成运放的性能特点	一般了解	
	集成运放使用过程中的具体问题	一般了解	
差分放大电路	电路的组成和工作原理	正确理解	
	分析计算	重点掌握	
电流源电路	各种电流源的组成及特性	正确理解	
	电流源有源负载	一般了解	
复合管电路结构及特性		正确理解	

3.1　基本知识点及重点难点剖析

3.1.1　多级放大电路

1. 多级放大电路的耦合方式

多级放大电路中常见的耦合方式有直接耦合、阻容耦合和变压器耦合。3 种耦合方式的比较见表 3－1。

表 3－1　3 种耦合方式的比较

耦合方式	优点	缺点	应用
直接耦合	1. 可以放大缓慢变化的信号和直流信号，低频响应好 2. 电路中不存在大电容，易于集成化	1. 各级之间的静态工作点相互联系，设计、计算及调试不便 2. 存在零点漂移	交、直流信号放大，集成或分立电路
阻容耦合	1. 各级的静态工作点相互独立，便于分析计算和电路调试 2. 由于电容的隔离作用，无零点漂移	1. 电路中大电容的存在，不便于集成化 2. 不能放大变化缓慢的信号和直流信号	交流放大，分立电路
变压器耦合	1. 各级静态工作点相互独立 2. 可以改变交流信号的电压、电流，便于实现电路和负载之间阻抗的匹配	1. 高频和低频响应差 2. 变压器体积大，无法集成	功率放大和调谐放大

2. 直接耦合放大电路的特殊问题

1）级间电位配合

对于直接耦合电路，各级之间的静态工作点相互影响，如果级间电位配合不好，整个电路将不能正常工作。通常利用提高后一级的发射极电位、设置电平移位电路、采用双电源以及 NPN 与 PNP 晶体管互补电路等来解决电位配合问题。

2）零点漂移

（1）定义：直接耦合放大电路在静态时，输出端电位的不规则变化称为零点漂移（简称零漂）。

（2）产生的原因：零点漂移实际上就是静态工作点不稳定的问题，所以其主要原因是半导体器件的参数随温度的变化而变化，因此零漂又称温漂。



(3) 衡量方法：零点漂移的大小通常用折合到输入端的零点漂移电压的大小来衡量。即 $\Delta U_{\text{idr}}=\dfrac{\Delta U_{\text{odr}}}{A_{\text{u}}\cdot\Delta T}$，式中 ΔT 是温度的变化量，ΔU_{odr} 是输出漂移电压在 ΔT 变化范围内的变化量。

(4) 零漂对放大电路工作的影响：在直接耦合放大电路中，前级电路的零点漂移会被后级电路逐级放大，严重时有可能使后级放大电路不能正常工作。而阻容耦合和变压器耦合电路不能放大缓慢的信号，因此零点漂移对这两种电路的危害比直接耦合电路小。

(5) 抑制措施：抑制零点漂移的措施主要有以下几种。

① 采用恒温措施，但成本太高。

② 采用阻容耦合，或采用调制解调式直流放大电路，但不便集成。

③ 采用补偿法，但不易调试。

④ 采用差动放大电路，在保证对称的条件下效果好。

3. 多级放大电路的静态分析

阻容耦合和变压器耦合的多级放大电路，各级静态工作点相互独立，多级电路的静态工作点分析与基本放大电路相同。

对于直接耦合多级放大电路，各级静态工作点相互影响，其静态工作点的分析比较麻烦，要根据具体电路来进行分析。

4. 多级放大电路的动态分析

1) 电压增益

多级放大电路的电压增益等于组成它的各级电路电压增益之积。若多级放大电路包含 n 级放大级，则总的电压放大倍数为

$$\dot{A}_{\text{u}}=\dot{A}_{\text{u1}}\dot{A}_{\text{u2}}\cdots\dot{A}_{\text{u}n}=\prod_{i=1}^{n}\dot{A}_{\text{u}i}$$

在分别求解某一级的电压增益时，必须考虑前后级之间的影响，具体的计算有以下两种方法。

(1) 输入电阻法：在计算前一级的电压增益时，需要把后级的输入电阻作为前级的负载来看待。

(2) 开路电压法：在计算后一级放大电路的增益时，先计算前一级空载时的电压增益和输出电阻，并把它作为后一级放大电路的信号源电压和信号源内阻看待，即前一级是开路增益，后一级是源电压增益 $\dot{A}_{\text{us}}$。

注意：两种计算方法不能一起使用，计算时只能采用一种方式。

2) 输入电阻和输出电阻

一般来说，多级放大电路的输入电阻等于第一级的输入电阻；输出电阻等于末级的输出电阻。计算过程中也要考虑各级之间的相互影响。

因此，在计算输入电阻和输出电阻时，首先应分析各级电路的接法，尤其是输入端和输出端的组态将直接影响输入电阻和输出电阻。

5. 多级放大电路的频率响应

对多级放大电路按下式计算电路的上、下限截止频率。(假设有 n 级放大电路)

$$f_L \approx 1.1\sqrt{f_{L1}^2 + f_{L2}^2 + \cdots + f_{Ln}^2}$$

$$\frac{1}{f_H} \approx 1.1\sqrt{\frac{1}{f_{H1}^2} + \frac{1}{f_{H2}^2} + \cdots + \frac{1}{f_{Hn}^2}}$$

但是，如果各个放大电路的时间常数之间差别比较大，则可近似认为多级放大电路总的 f_H 近似等于其中上限截止频率最低的放大电路的上限截止频率；而多级放大电路总的 f_L 近似等于其中下限截止频率最高的放大电路的下限截止频率。

3.1.2　差动放大电路

1. 差动放大电路的组成及特点

1) 电路结构具有对称性

为了抑制零点漂移，采用两只特性完全相同的管子，组成两边完全对称的电路，信号从两管的基极输入，从两管的集电极输出，就组成了最典型的差动放大电路，如图 3.1 所示。

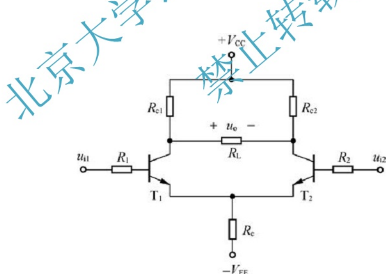


图 3.1　典型差动放大电路

2) 抑制零点漂移

由于电路两边完全对称，由温度变化引起两晶体管的零点漂移也相同。如果是从两管的集电极之间输出，输出端的零点漂移相互抵消；如果是单管集电极输出，利用射极电阻 R_e 的共模负反馈作用可抑制零点漂移。即差分放大电路是利用电路的对称性和负反馈的作用来抑制零点漂移的。



3）抑制共模输入信号

两个输入端所加的大小相等相位相同的一对信号叫做共模信号，即：$u_{i1}=u_{i2}=\Delta U_{IC}$。

输入端加入共模输入信号后，由于电路的对称性和射极电阻 R_e 的共模负反馈作用，输出的共模信号很小，对于理想的差分电路，输出共模信号近似为零。

4）放大差模信号

两个输入端所加的大小相等相位相反的一对信号叫做差模信号：$u_{i1}=-u_{i2}=\frac{1}{2}\Delta U_{Id}$。

输入端加入差模信号后，由于电路的对称性，两个输出端有大小相等、方向相反的信号，双端输出时，输出的差模信号等于2倍的单管输出电压，所以该电路对差模信号有较大的放大能力。

5）任意输入信号的分解

如果电路的两个输入端所加信号既不是差模信号又不是共模信号，可将两任意输入信号分解为共模和差模两种输入信号，其中：

$$\Delta U_{IC}=\frac{1}{2}(u_{i1}+u_{i2}),\ \Delta U_{Id}=u_{i1}-u_{i2}$$

2. *差动放大电路的类型*

差动放大电路按输入输出方式分为双端输入双端输出、双端输入单端输出、单端输入双端输出、单端输入单端输出。

差动放大电路按共模负反馈的形式分为典型差动放大电路（又称长尾式差分电路）和射极带恒流源式的差动放大电路。

3. *差动放大电路的静态分析*

差动放大电路的静态工作点的分析也应该根据放大电路的直流通路进行。由于电路结构对称、参数对应相等，两管静态工作点相等，所以只需分析单管的直流通路即可。分析直流通路时注意两个电阻的处理。

（1）公共电阻 R_e 处理：折算到单管的直流通路时等效为 $2R_e$。

（2）负载 R_L 处理：因两边的电位相等，在直流通路中视为开路。

电路图3.1的单管直流通路如图3.2所示。

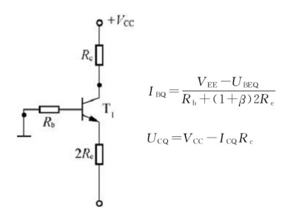


图3.2　单管直流通路

4．差动放大电路的动态性能分析

1）主要性能指标

共模增益：$A_c=\dfrac{\Delta U_{oc}}{\Delta U_{IC}}$，衡量电路对共模信号的抑制作用。

差模增益：$A_d=\dfrac{\Delta U_{od}}{\Delta U_{Id}}$，衡量电路对差模信号的放大作用。

共模抑制比：$K_{CMR}=\left|\dfrac{A_d}{A_c}\right|$，衡量电路对共模信号的抑制作用及对差模信号的放大作用。

2）交流通路

差动放大电路的动态分析也应该根据放大电路的交流通路。分析差模时的交流通路要注意两个电阻的处理。

(1) R_e 的处理方法：无论 R_e 有多大，在差模等效电路中将 R_e 视为短路。

(2) R_L 的处理方法：对于差模放大，两个输出端的电压极性总是相反的，因此，在 $\frac{1}{2}R_L$ 处为零点，即每个管子相当于接 $\frac{1}{2}R_L$ 的负载。

电路图 3.1 所示电路的差模交流通路如图 3.3 所示。

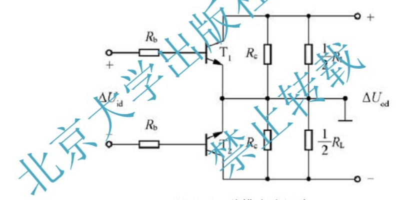


图 3.3 差模交流通路

3）差动放大电路 4 种接法的性能比较

差分电路在不同的接法时，放大电路的动态指标不尽相同，但根据对任意输入信号的分解，单端输入方式相当于双端输入方式，因此，差分放大电路的技术指标分析计算只与输出方式有关，而与输入方式无关。典型差分电路的技术指标见表 3－2。

表 3－2 典型差分电路的技术指标

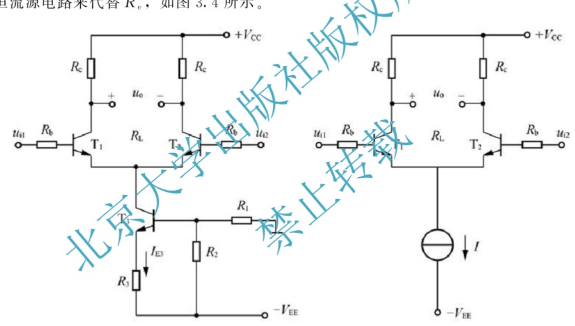
性能指标	双端输出	单端输出
A_d	$A_d=-\dfrac{\beta(R_c/\!/\frac{R_L}{2})}{R_b+r_{be}}$	$A_{d'}=\mp\dfrac{1}{2}\dfrac{\beta(R_c/\!/R_L)}{R_b+r_{be}}$
A_c	0	$A_c=-\dfrac{\beta(R_c/\!/R_L)}{R_b+r_{be}+2(1+\beta)R_e}$

续表

性能指标	双端输出	单端输出
R_{id}	$R_i=2(R_b+r_{be})$	$R_i=2(R_b+r_{be})$
R_{od}	$R_o=2R_c$	$R_o=R_c$
K_{CMR}	∞	$\frac{1}{2}+\frac{(1+\beta)R_e}{R_b+r_{be}}$

5. 射极带恒流源的差动放大电路

从表 3-2 中不难看出，R_e 越大，长尾式单端输出的差动放大电路共模抑制比越高，但 R_e 增加势必导致静态工作点的降低，为维持工作点不变，就需要增加电源电压，这显然有一定的限制。所以在集成电路中，为了进一步提高电路抑制共模信号的能力，通常采用恒流源电路来代替 R_e，如图 3.4 所示。



(a) 具有恒流源的差分放大电路原理图　　(b) 恒流源电路的简化画法

图 3.4　射极带恒流源的差动放大电路

(1) 静态分析：以恒流源电路作为入手点。

$$U_{B3}=\frac{R_1}{R_1+R_2}(-V_{EE}) \qquad U_{R2}=U_{B3}-(-V_{EE})$$

$$I_{E3}=\frac{U_{R2}-0.7V}{R_3}=I$$

(2) 差模信号作用时，与基本差动放大电路完全相同。

(3) 共模信号作用时，恒流源等效电阻非常大，所以共模增益很小，共模抑制比很大。

6. 差分放大电路的传输特性

当输入信号在一定范围内时，差模输出电压与输入电压呈线性关系；当输入信号超过这一范围后，两个放大管的电流几乎不再随输入电压变化，出现一个管子进入截止区，而另一个管子的电流则接近($I_{E1}+I_{E2}$)的情况，差模输出电压由电源电压决定。其传输特性曲线如图 3.5 所示。

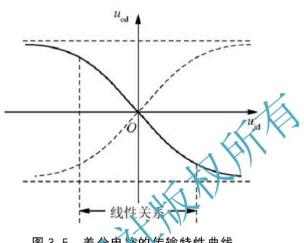


图 3.5　差分电路的传输特性曲线

3.1.3　普通型集成运算放大电路

1. 特点

集成运算放大电路(简称集成运放)是将晶体管、电阻、电容元件以及相互之间的连线等利用集成工艺做在同一芯片上，与分立元件组成的放大电路相比，基本工作原理一致，但它在结构上有自己的特点：相邻元件之间的参数对称性好、不易制作大电阻和大电容、采用直接耦合方式、输入级一般都采用结构对称的差分电路、采用恒流源代替大电阻组成有源负载等。

2. 组成及作用

集成运放一般由输入级、中间级、输出级和偏置电路组成，如图 3.6 所示。

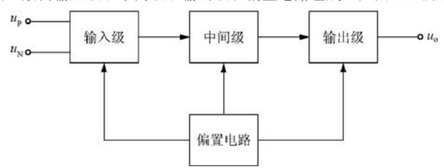


图 3.6　集成运放电路组成方框图



各组成部分的作用如下。

(1) 输入级：提供与输出级呈同相和反相关系的两个输入端，一般都要求具有较强的抑制零漂的能力和较高的输入电阻，大多数都采用差动放大电路。

(2) 中间级：提供较大的电压增益，因此常采用共射(或共源)放大电路，而且为提高电压放大部分，经常采用复合管和恒流源作负载。

(3) 输出级：给负载提供一定幅值的输出电压和输出电流，要求带负载能力强，常采用互补对称功率电路。

(4) 偏置电路：为各级放大电路提供合适的静态工作点，多采用电流源电路为各级设置合适的静态工作电流。

3. 集成运放的符号

集成运放的符号如图 3.7 所示。

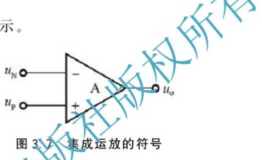


图 3.7 集成运放的符号

集成运放有两个输入端：同相输入端 u_P 和反相输入端 u_N。同相输入端的相位与输出相位相同，反相输入端的相位与输出端相反。

3.1.4 电流源电路

在模拟集成电路中，一般采用电流源(恒流源)作为偏置电路和有源负载。

1. 电流源的功能

利用其直流等效电阻小，交流等效电阻大的特点，为放大电路提供稳定偏置或作为放大电路的有源负载。

2. 常见电流源电路及特性

常见的电流源电路有镜像电流源、比例电流源和微电流源。镜像电流源是最简单、最基本的电流源，比例电流源和微电流源都是在其基础上稍加变化、发展而来的。几种常见电流源的特性见表 3-3。

3. 多路电流源

一个集成运放的内部一般都包含多个放大电路，因而需要提供多路偏置电流，所以可以采用多路电流源，如图 3.8 所示。电路是在比例电流源基础上得到的多路电流源，I_R

为基准电流。通过 T_0-T_1、T_0-T_2 和 T_0-T_3 组成比例电流源产生偏置电流 I_{C1}、I_{C2} 和 I_{C3}，可为集成运放各级提供合适的静态电流。

表 3-3 常见电流源的特性

	镜像电流源	微电流源	比例电流源
电路结构			
电流关系	$I_{C1}\approx I_R=\frac{V_{CC}-U_{BE}}{R}$	$I_{C1}\approx I_{E1}=\frac{U_{BE0}-U_{BE1}}{R_e}$	$I_{C1}\approx\frac{R_{e0}}{R_{e1}}I_{C0}\approx\frac{R_{e0}}{R_{e1}}\cdot I_R$ $I_R\approx\frac{V_{CC}-U_{BE0}}{R+R_{e0}}$

图 3.8 多路电流源

4. 有源负载放大电路

利用恒流源代替放大电路中的负载，就构成有源负载放大电路。这种放大电路不仅单级电路电压放大倍数高，还可以改善放大电路的其他性能。因此，这种有源负载放大电路已成为模拟集成电路设计特色之一。

图 3.9 所示为有源负载共射放大电路。T_1 为放大管，T_2 与 T_3 构成镜像电流源，为 T_1 的有源负载。

电压增益为

$$A_u\approx-\frac{\beta_1 R_L}{R_b+r_{be1}}$$

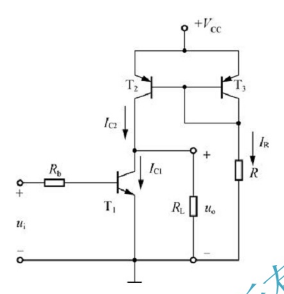


图 3.9　有源负载的共射电路

3.1.5　复合管电路

由几个晶体管组成的复合管又称达林顿管，能增大电流放大倍数 β，用在电压放大级能增大电压放大倍数，用在输出级能增大电路的负载能力。

复合管的接法很多，但在构成复合管时要注意：(1)外加电压极性要保证各个晶体管工作在放大区；(2)前后两个三极管连接关系上要保证前级的输出电流与后级的输入电流方向一致。

由于不同类型的晶体管组成的复合管，其类型总是与前级晶体管的类型相同。几种常用复合管电路及特性见表 3－4。

表 3－4　复合管电路及特性

	NPN－NPN	PNP－PNP	NPN－PNP	PNP－NPN
复合管电路结构及类型	T_1 T_2 NPN	T_1 T_2 PNP	T_1 T_2 NPN	T_1 T_2 PNP
u_{BE}	$u_{BE}=u_{BE1}+u_{BE2}$		$u_{BE}=u_{BE1}$	
β	$\beta\approx\beta_1\beta_2$			
r_{be}	$r_{be}=r_{be1}+(1+\beta_1)r_{be2}$		$r_{be}=r_{be1}$	

3.2　典型例题精解

【例 3.1】 两级放大电路如图 3.10 所示，设晶体管 T_1、T_2 的特性相同，且 $\beta=79$，$r_{be}=1\text{k}\Omega$，电容对交流信号均可视为短路，计算：

(1) 放大电路的输入电阻 R_i 和输出电阻 R_o；

(2) 空载时，电路的电压增益 $\dot{A}_u$ 及源电压增益 $\dot{A}_{us}$；

(3) $u_s=10\text{mV}$，$R_L=3\text{k}\Omega$ 时，计算输出电压的值。

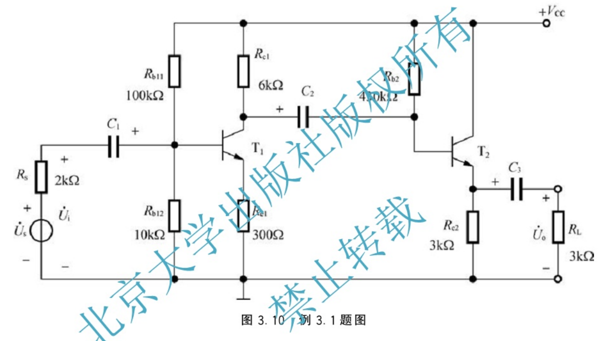


图 3.10　例 3.1 题图

【解】 本题主要是考察多级放大电路的动态参数的分析。

电路的交流通路如图 3.11 所示。

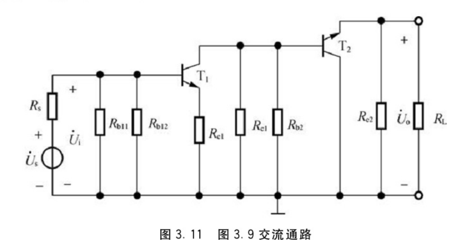


图 3.11　图 3.9 交流通路

(1) 放大电路的输入电阻等于第一级的输入电阻。





$$R_i=R_{b11}/\!/R_{b12}/\!/[r_{be1}+(1+\beta_1)R_{e1}]=100/\!/10/\!/(1+80\times0.3)\approx6.67\text{k}\Omega$$

放大电路的输出电阻等于第二级的输出电阻。

因第二级是共集放大电路，其输出电阻与信号源内阻 R_s 有关，因此在考虑级间影响时，把第一级的输出信号作为第二级的输入信号，则考虑第一级的输出电阻作为第二级的信号源内阻，即 $R_{s2}=R_{o1}=R_{c1}=6\text{k}\Omega$

$$R_o=R_{e2}/\!/\frac{r_{be2}+(R_{b2}/\!/R_{s2})}{1+\beta_2}=3\text{k}\Omega/\!/\frac{1+(430/\!/6)}{80}\text{k}\Omega\approx84\Omega$$

（2）空载时电压增益可按以下方法计算。

① 输入电阻法：将下级的输入电阻作为前一级的负载考虑。

$$\dot{A}_{u1}=-\frac{\beta_1(R_{c1}/\!/R_{L1})}{r_{be1}+(1+\beta_1)R_{e1}}$$

其中：$R_{L1}=R_{i2}=R_{b2}/\!/[r_{be2}+(1+\beta_2)R_{e2}]=430/\!/(1+80\times3)=154.4\text{k}\Omega$

则
$$\dot{A}_{u1}=-\frac{\beta_1(R_{c1}/\!/R_{L1})}{r_{be1}+(1+\beta_1)R_{e1}}=-\frac{79\times(6/\!/154.4)}{1+80\times0.3}\approx-18.3$$

$$\dot{A}_{u2}=\frac{(1+\beta_2)R_{e2}}{r_{be2}+(1+\beta_2)R_{e2}}=\frac{80\times3}{1+80\times3}\approx0.996$$

$$\dot{A}_u=\dot{A}_{u1}\cdot\dot{A}_{u2}\approx-18.22$$

② 开路电压法：将前一级的输出电阻作为后一级的信号源内阻，此时前一级的电压增益为开路增益，后一级的增益为源电压增益，即

第一级的开路增益为：$\dot{A}_{uc1}=-\dfrac{\beta_1R_{c1}}{r_{be1}+(1+\beta_1)R_{e1}}=-\dfrac{79\times6}{1+80\times0.3}=-18.96$

$$R_{o1}=R_{c1}=6\text{k}\Omega$$

第二级的源电压增益为：$\dot{A}_{us}=\dfrac{R_i}{R_i+R_{s2}}\dot{A}_{u2}$

其中：$\dot{A}_{u2}=\dfrac{(1+\beta_2)R_{e2}}{r_{be2}+(1+\beta_2)R_{e2}}=\dfrac{80\times3}{1+80\times3}\approx0.996\qquad R_{s2}=R_{o1}=6\text{k}\Omega$

$$R_{i2}=R_{b2}/\!/[r_{be2}+(1+\beta_2)R_{e2}]=430/\!/(1+80\times3)\approx154.4\text{k}\Omega$$

则
$$\dot{A}_{us}=\frac{R_{i2}}{R_{i2}+R_{s2}}\dot{A}_{u2}=\frac{154.4}{154.4+6}\times0.996\approx0.959$$

$$\dot{A}_u=\dot{A}_{uc1}\dot{A}_{us2}=(-18.96)\times0.959\approx-18.18$$

$$\dot{A}_{us}=\frac{R_i}{R_i+R_s}\dot{A}_u=\frac{6.67}{6.67+2}\times(-18.18)\approx-14.02$$

（3）接入负载。

$$\dot{A}_{u1}=-\frac{\beta(R_{c1}/\!/R_{L1})}{r_{be1}+(1+\beta_1)R_{e1}}$$

其中：$R_{L1}=R_{i2}=R_{b2}/\!/[r_{be2}+(1+\beta_2)R_{e2}]=430/\!/(1+80\times3)=154.4\text{k}\Omega$

$$\dot{A}_{u1}=-\frac{\beta(R_{c1}/\!/R_{L1})}{r_{be1}+(1+\beta_1)R_{e1}}=-\frac{79\times(6/\!/154.4)}{1+80\times0.3}\approx-17.8$$

$$\dot{A}_{u2}=\frac{(1+\beta_2)(R_{e2}/\!/R_L)}{r_{be2}+(1+\beta_2)(R_{e2}/\!/R_L)}=\frac{80\times(3/\!/3)}{1+80\times(3/\!/3)}\approx 0.996$$

$$\dot{A}_u=\dot{A}_{u1}\times\dot{A}_{u2}=(-17.8)\times 0.996\approx -17.65$$

$$\dot{A}_{us}=\frac{R_i}{R_i+R_s}\dot{A}_u=\frac{6.67}{6.67+2}\times(-17.65)\approx -13.58$$

$$u_o=u_s\,|\dot{A}_{us}|=10\times 13.58\approx 135.8\text{mV}$$

【例 3.2】 3个直接耦合放大电路，其中电路Ⅰ中的电压增益均为1000，当温度由20℃升到25℃时，输出电压漂移了10V；电路Ⅱ的电压增益为50，当温度由20℃升到40℃时，输出电压漂移10V；电路Ⅲ的电压增益为20，当温度由20℃升到40℃时，输出电压漂移了2V，试分析哪个电路的温漂参数较小。

【解】 本题主要考察温度漂移的衡量方式。

放大电路的级数越多，电压增益越大，则输出端的温度漂移越大；温度变化越大，输出端的温漂也越大。即：

$$\Delta U_{idr}=\frac{\Delta U_{odr}}{A_u\Delta T}$$

电路Ⅰ：$\Delta U_{idr}=\dfrac{\Delta U_{odr}}{A_u\Delta T}=\dfrac{10\text{V}}{1000\times(25℃-20℃)}=2\text{mV/℃}$

电路Ⅱ：$\Delta U_{idr}=\dfrac{\Delta U_{odr}}{A_u\Delta T}=\dfrac{10\text{V}}{50\times(40℃-20℃)}=10\text{mV/℃}$

电路Ⅲ：$\Delta U_{idr}=\dfrac{\Delta U_{odr}}{A_u\Delta T}=\dfrac{2\text{V}}{20\times(40℃-20℃)}=5\text{mV/℃}$

由上计算可知：电路Ⅰ的温漂较小。

【例 3.3】 如图3.12所示的差动放大电路中，$V_{CC}=V_{EE}=6\text{V}$，$R_b=10\text{k}\Omega$，$R_e=R_c=5.1\text{k}\Omega$，三极管的参数$\beta=50$，$U_{BEQ}=0.7\text{V}$，输入电压$u_{i1}=1\text{mV}$，$u_{i2}=3\text{mV}$。

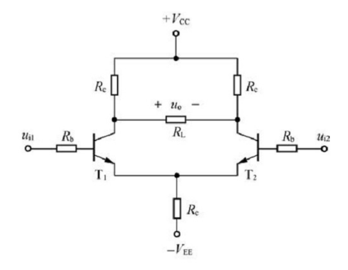


图3.12　例3.3题图

(1) 静态工作点；

(2) 把输入电压 u_{i1}、u_{i2} 分解为共模分量和差模分量，它们的值分别为多少？

(3) 单端共模输出 u_{oc1}、u_{oc2} 分别为多少？

(4) 单端差模输出 u_{od1}、u_{od2} 分别为多少？

(5) 单端总输出 u_{o1}、u_{o2} 各为多少？

(6) 双端共模输出 u_{oc} 及双端差模输出 u_{od} 的幅值分别为多少？

【解】 本题主要考察对差分电路的基本概念的了解。

(1) 静态工作点

$$I_{BQ}=\frac{V_{EE}-U_{BEQ}}{R_b+(1+\beta)2R_e}=\frac{6-0.7}{10+51\times2\times5.1}=10\mu A$$

$$I_{CQ}=\beta I_{BQ}=0.5mA$$

$$U_{EQ}=I_{EQ}R_e-V_{EE}=0.5\times2\times5.1-6=-0.9V$$

$$U_{CQ}=V_{CC}-I_{CQ}R_C=6-0.5\times5.1\approx3.45V$$

(2) 分解为共模分量为：$\Delta U_{Ic}=\dfrac{u_{i1}+u_{i2}}{2}=\dfrac{1+3}{2}=2mV$

差模分量为：$\Delta U_{Id}=u_{i1}-u_{i2}=1-3=-2mV$

(3) 单端输出时：

$$r_{be}=r_{bb'}+(1+\beta)\frac{26mV}{I_{EQ}}=2.95k\Omega$$

单端输出的共模增益：

$$\dot{A}_{uc1}=\dot{A}_{uc2}=\dot{A}_c=-\frac{\beta R_c}{R_b+r_{be}+2(1+\beta)R_e}=-\frac{50\times5.1}{10+2.95+2\times51\times5.1}\approx-0.49$$

则
$$u_{oc1}=\dot{A}_{uc1}\Delta u_{Ic}=(-0.49)\times2=-0.98mV$$

$$u_{oc2}=\dot{A}_{uc2}\Delta u_{Ic}=(-0.49)\times2=-0.98mV$$

(4) 按单端输出计算差模增益：

$$A_d=-\frac{1}{2}\frac{\beta(R_c/\!/\frac{1}{2}R_L)}{R_b+r_{be}}=-\frac{1}{2}\times\frac{50\times(5.1/\!/\frac{5.1}{2})}{10+2.95}=-4.87$$

单端差模输出：
$$u_{od1}=A_d u_{i1}=A_d(\frac{1}{2}\Delta U_{Id})=(-4.87)\times(-1)=4.87mV$$

$$u_{od2}=A_d u_{i2}=A_d(-\frac{1}{2}\Delta U_{Id})=(-4.87)\times(+1)=-4.87mV$$

(5) 单端总的输出：

$$u_{o1}=u_{oc1}+u_{od1}=(-0.98)+4.87=3.89mV$$

$$u_{o2}=u_{oc2}+u_{od2}=(-0.98)+(-4.87)=-5.89mV$$

(6) 双端共模输出：

$$u_{oc}=u_{oc1}-u_{oc2}=0V$$

双端差模输出：

$$u_{od}=u_{od1}-u_{od2}=4.87-(-4.87)=9.74\text{mV}$$

【例 3.4】 如图 3.13 所示，已知三极管的 $\beta=100$，$r_{be}=10.3\text{k}\Omega$，$V_{CC}=V_{EE}=15\text{V}$，$R_{c1}=R_{c2}=R_c=36\text{k}\Omega$，$R_e=27\text{k}\Omega$，$R_1=R_2=R=2.7\text{k}\Omega$，$R_w=100\Omega$，$R_w$ 的滑动端处于中点，$R_L=18\text{k}\Omega$，试估算：

（1）静态工作点；

（2）差模电压放大倍数；

（3）差模输入电阻。

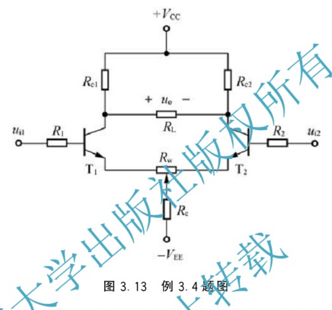


图 3.13 例 3.4 题图

【解】 本题的意图是掌握长尾式差分放大电路的静态和动态分析方法。

（1）对长尾式差分放大电路，估算 Q 点应从基极出发。

$$I_{BQ}=\frac{V_{EE}-U_{BEQ}}{R+(1+\beta)(\frac{1}{2}R_w+2R_e)}=\frac{15-0.7}{2.7+101\times(0.05+2\times27)}=2.6\mu\text{A}$$

$$I_{CQ}=\beta I_{BQ}=0.26\text{mA}$$

$$U_{CQ}=V_{CC}-I_{CQ}R_c=15-0.26\times36=5.64\text{V}$$

$$U_{EQ}=-(I_{BQ}R_1+U_{BEQ})=-(2.6\mu\text{A}\times2.7\text{k}\Omega+0.7)\approx-0.707\text{V}$$

$$U_{CEQ}=U_{CQ}-U_{EQ}=6.347\text{V}$$

（2）$$A_d=-\frac{\beta(R_c/\!/\frac{1}{2}R_L)}{R_1+r_{be}+(1+\beta)\frac{1}{2}R_w}=-\frac{100\times(36/\!/9)}{2.7+1.3+101\times0.05}\approx-40$$

（3）$$R_{id}=2[R_1+r_{be}+(1+\beta)\frac{R_w}{2}]=2(2.7+10.3+101\times0.05)\approx36.1\text{k}\Omega$$

【例 3.5】 电路如图 3.14 所示，设 $V_{CC}=V_{EE}=6\text{V}$，$R_b=15\text{k}\Omega$，$R_c=6\text{k}\Omega$，$R_e=5\text{k}\Omega$，$R_p=200\Omega$ 且其滑动端位于中点，设晶体管 T_1、T_2 的特性相通，$\beta=100$，$r_{be}=5\text{k}\Omega$。求：



(1) 差模电压增益 A_d；

(2) 共模电压增益 A_c；

(3) 共模抑制比 K_{CMR}；

(4) 若 $u_i=20\text{mV}$，求输出 u_o。

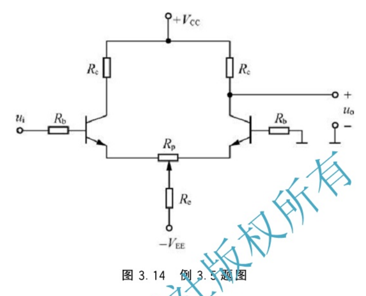


图 3.14 例 3.5 题图

【解】本题主要考察单入单出差分电路的分析。

(1) 差模输入时的半电路的交流通路如图 3.15(a)所示。

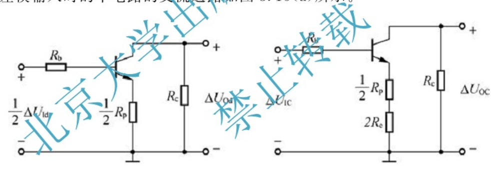


图 3.15 图 3.14 交流通路

差模电压增益：$A_d=\frac{1}{2}\frac{\beta R_c}{R_b+r_{be}+(1+\beta)\frac{R_p}{2}}=\frac{1}{2}\times\frac{100\times6}{15+5+101\times0.1}\approx18.8$

(2) 共模输入时的半电路交流通路如图 3.15(b)所示。

共模电压增益：

$$A_c=\frac{-\beta R_c}{R_b+r_{be}+(1+\beta)\frac{R_p}{2}+2(1+\beta)R_e}=\frac{-100\times6}{15+5+101\times0.1+2\times101\times5}\approx-0.58$$

(3) 共模抑制比：$K_{CMR}=\left|\frac{A_d}{A_c}\right|\approx32.4$

（4）$u_i=20\text{mV}$ 时，$\Delta U_{Id}=u_{i1}-u_{i2}=u_i=20\text{mV}$

$$\Delta U_{IC}=\frac{1}{2}u_i=10\text{mV}$$

$$u_o=A_d\Delta U_{Id}+A_c\Delta U_{IC}=18.8\times20-0.58\times10=370.2\text{mV}$$

【例 3.6】 放大电路如图 3.16 所示，$\beta=50$，$r_{bb'}=100\Omega$，R_b 上的压降可以忽略。$U_{BEQ}=0.7\text{V}$，

（1）求静态工作点参数 I_{CQ1}、I_{CQ2}、U_{CQ1} 和 U_{CQ2}；

（2）计算电路的差模电压增益 A_d、输入电阻 R_{id} 和输出电阻 R_{od}；

（3）若用直流表测得 $u_o=2\text{V}$ 时，$u_i=$？若 $u_i=10\text{mV}$，则 $u_o=$？

（4）求当 $u_i=-1\text{V}$ 时，$u_o=$？

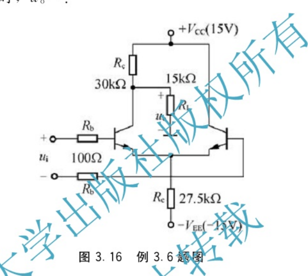


图 3.16 例 3.6 题图

【解】 本题考察双入单出差动放大电路交、直流参数的分析与计算。

（1）静态时：

根据输入回路，得：$I_{EQ}=\dfrac{V_{EE}-U_{BEQ}}{2R_e}=\dfrac{15-0.7}{2\times27.5}=0.26\text{mA}$

则
$$I_{CQ1}=I_{CQ2}\approx I_{EQ}=0.26\text{mA}$$
$$U_{CQ2}=V_{CC}=15\text{V}$$

用戴维南定理等效电路左边，得等效的电阻和电源为

$$R'_L=R_C/\!/R_L\approx6.67\text{k}\Omega \qquad V'_{CC}=\frac{R_L}{R_C+R_L}V_{CC}=5\text{V}$$

$$U_{CQ1}=\frac{R_L}{R_C+R_L}V_{CC}-I_{CQ}(R_C/\!/R_L)=5-0.26\times6.67=2.4\text{V}$$

（2）动态时：

$$r_{be}=r_{bb'}+(1+\beta)\frac{26\text{mV}}{I_{EQ}}=5.2\text{k}\Omega$$

差模增益：

$$A_d=-\frac{1}{2}\frac{\beta(R_c/\!/R_L)}{R_b+r_{be}}=\frac{1}{2}\times\frac{50(30/\!/15)}{0.1+5.2}=-47.2$$



输入电阻

$$R_{id}=2(R_b+r_{be})=10.6\text{k}\Omega$$

输出电阻

$$R_{od}=R_c=30\text{k}\Omega$$

(3) 先求出输出电压变化量，再求出输入电压，计算如下：

$$\Delta U_o=|u_o-U_{CQ1}|=0.4\text{V}$$

$$u_i=\frac{\Delta U_o}{|A_d|}\approx 8.47\text{mV}$$

若 $u_i=10\text{mV}$，则

$$\Delta U_o=A_d u_i=(-47.2)\times 10\approx -0.47\text{V}$$

$$u_o=U_{CQ1}+\Delta U_o\approx 1.93\text{V}$$

(4) 当 $u_i=-1\text{V}$ 时，假设此时电路仍工作在线性区，则 $u_o=A_d u_i=47.2\gg V_{CC}$，这是不合理的，所以实际上此时 T_1 管截止，$I_{C1}=0$，则

$$u_o=\frac{R_L}{R_C+R_L}V_{CC}=5\text{V}$$

【例 3.7】 如图 3.17 所示的差动放大电路，已知两个晶体管的 $\beta=50$，$r_{be}=1.2\text{k}\Omega$。

(1) 画出共模、差模半边电路的交流通路；

(2) 求差模电压放大倍数 $\dot{A}_d$；

(3) 求单端输出和双端输出时的共模抑制比 K_{CMR}。

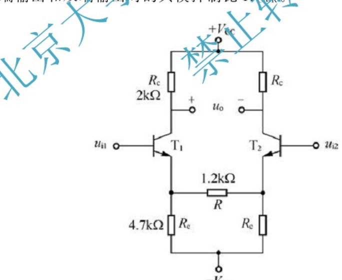


图 3.17 例 3.7 题图

【解】 (1)在共模交流通路中，电阻 R 开路，故其半边电路的射极仅接有电阻 R_e；在差模交流通路中，电阻 R 的中点电压不变，相当于交流接地，故其半边电路的发射极电

阻为 R_e 和 $\frac{1}{2}R$ 的并联。交流通路如图 3.18 所示。

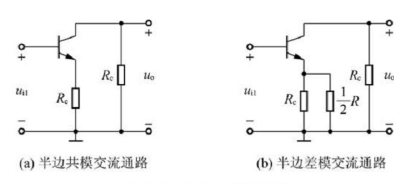


图 3.18 图 3.17 交流通路

(2) $A_d=-\dfrac{\beta R_c}{r_{be}+(1+\beta)(R_e /\!/ \frac{1}{2}R)}=-\dfrac{50\times2}{1.2+51\times(4.7/\!/0.5)}\approx-3.54$

(3) 双端输出时：$K_{CMR}=\infty$

单端输出时：$A_c=-\dfrac{\beta R_c}{r_{be}+(1+\beta)R_e}=-\dfrac{50\times2}{1.2+51\times4.7}=-0.415$

单端输出时的差模增益：$A_d=\dfrac{1}{2}\dfrac{-\beta R_c}{r_{be}+(1+\beta)(R_e /\!/ \frac{1}{2}R)}=-1.77$

单端输出时：$K_{CMR}=\left|\dfrac{A_d}{A_c}\right|=4.27$

【例 3.8】如图 3.19 所示放大电路，已知 $V_{CC}=V_{EE}=9\text{V}$，$R_{c1}=R_{c2}=47\text{k}\Omega$，$R_e=13\text{k}\Omega$，$R_{b1}=3.6\text{k}\Omega$，$R_{b2}=16\text{k}\Omega$，$R_b=10\text{k}\Omega$，负载电阻 $R_L=20\text{k}\Omega$，各三极管的 $\beta=30$，$U_{BEQ}=0.7\text{V}$，试求：

(1) 估算静态工作点；

(2) 估算差模电压放大倍数。

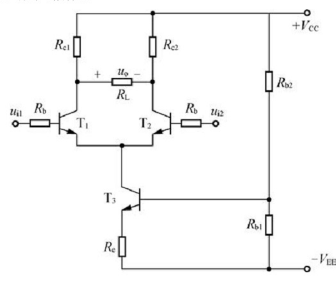


图 3.19 例 3.8 题图

【解】本题的意图是掌握恒流源式差分放大电路的静态和动态分析方法。

(1) 对于恒流源式差分放大电路，估算静态工作点的过程通常都从确定恒流源的电流开始。

$$U_{R_{b1}}=\frac{R_{b1}}{R_{b1}+R_{b2}}(V_{CC}+V_{EE})=\frac{3.6}{3.6+16}\times(9+9)\approx 3.3\text{V}$$

$$I_{CQ3}\approx I_{EQ3}=\frac{U_{R_{b1}}-U_{BEQ3}}{R_e}=\frac{3.3-0.7}{13}=0.2\text{mA}$$

$$I_{CQ1}=I_{CQ2}=\frac{1}{2}I_{CQ3}=0.1\text{mA}$$

$$U_{CQ1}=U_{CQ2}=V_{CC}-I_{CQ1}R_{c1}=9-0.2\times 47=4.3\text{V}$$

$$I_{BQ1}=I_{BQ2}=\frac{I_{CQ1}}{\beta_1}\approx 0.0033\text{mA}$$

(2)

$$r_{be}=r_{bb'}+(1+\beta_1)\frac{26\text{mV}}{I_{EQ}}=8.1\text{k}\Omega$$

$$A_d=-\frac{\beta(R_c /\!/ \frac{1}{2}R_L)}{R_b+r_{be}}=-\frac{30\times(47/\!/10)}{10+8.1}\approx -13.7$$

【例 3.9】放大电路如图 3.20 所示，晶体管的 $\beta=100$，$r_{bb'}=100\Omega$，$|U_{BEQ}|=0.7\text{V}$，$u_i=0$ 时，$u_o=0$，试求：

(1) 静态时的 I_{CQ1} 和 I_{CQ2} 的值；

(2) 电阻 R_c 的值；

(3) 放大电路的差模电压增益 A_d、输入电阻 R_{id} 和输出电阻 R_{od}。

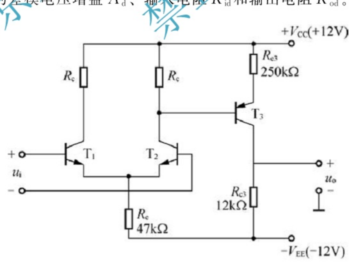


图 3.20 例 3.9 题图

【解】本题主要是对前置级由差分电路组成的两级直接耦合放大电路进行综合练习。

(1) 静态时

$$u_i=0\text{ 时}，u_o=0$$

则电阻 R_e 上的电流为

$$I_{R_e}=\frac{V_{EE}-0.7}{R_e}=\frac{12-0.7}{47}=0.24\text{mA}$$

晶体管 T_1、T_2 的集电极电流为

$$I_{CQ1}=I_{CQ2}=\frac{1}{2}I_{R_e}=0.12\text{mA}$$

（2）晶体管 T_3 上的集电极电流为

$$I_{CQ3}=\frac{0-(-V_{EE})}{R_{c3}}=\frac{0-(-12)\text{V}}{12\text{k}\Omega}=1\text{mA}$$

而
$$I_{R_c}=I_{CQ2}-I_{BQ3}=0.12-\frac{1}{100}=0.11\text{mA}$$

则
$$R_c=\frac{U_{EB3}+I_{EQ3}R_{e3}}{I_{R_c}}=\frac{(0.7+0.25)\text{V}}{0.11\text{mA}}=8.7\text{k}\Omega$$

（3）
$$r_{be1}=r_{bb'}+(1+\beta)\frac{26\text{mV}}{I_{EQ1}}=22.2\text{k}\Omega$$

$$r_{be3}=r_{bb'}+(1+\beta)\frac{26\text{mV}}{I_{EQ3}}=2.73\text{k}\Omega$$

本电路是两级放大电路，第一级是差分电路，第二级是共射放大电路。

第一级的电压放大倍数为

$$A_{d1}=\frac{1}{2}\frac{\beta(R_c/\!/R_{L1})}{r_{be1}}$$

其中
$$R_{L1}=R_{i3}=r_{be3}+(1+\beta)R_{e3}=27.98\text{k}\Omega$$

则
$$A_{d1}=\frac{1}{2}\frac{\beta(R_c/\!/R_{L1})}{r_{be1}}=\frac{1}{2}\times\frac{100\times(8.7/\!/27.98)}{22.2}=15.1$$

第二级的电压放大倍数

$$A_{u3}=\frac{-\beta R_{C3}}{r_{be3}+(1+\beta)R_{e3}}=\frac{-100\times12}{2.73+101\times0.25}=-42.9$$

总的电压放大倍数

$$A_u=A_{d1}\times A_{u3}=15.1\times(-42.9)\approx-648$$

输入电阻为第一级电路的输入电阻

$$R_i=2r_{be1}=44.4\text{k}\Omega$$

输出电阻为第二级电路的输出电阻

$$R_o=R_{c3}=12\text{k}\Omega$$

【例3.10】 如图3.21所示电路，T_1、T_2 管的特性相同，已知：$\beta_1=\beta_2=\beta$，$V_{CC}=15\text{V}$，$U_{BE1}=U_{BE2}=0.6\text{V}$。

（1）试证明当 $\beta\gg2$ 时，$I_{C2}\approx I_{REF}$。

（2）若要求 $I_{C2}=56\mu\text{A}$，电阻 R_1 应取多大？

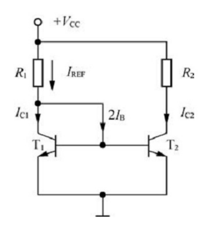


图 3.21 例 3.10 题图

【解】(1) 在三极管对称的条件下，$I_{C1}=I_{C2}$，而 $I_{C1}=I_{REF}-2I_B=I_{REF}-\dfrac{2I_{C1}}{\beta_1}$

由上式可得

$$I_{C1}=\frac{1}{1+\dfrac{2}{\beta}}I_{REF}$$

当 $\beta \gg 2$ 时，$1+\dfrac{2}{\beta}\approx 1$，所以

$$I_{C1}=I_{C2}\approx I_{REF}$$

(2) $I_{REF}=\dfrac{V_{CC}-U_{BE1}}{R_1}$，当 $\beta \gg 2$ 时，可知 $I_{C1}=I_{C2}\approx I_{REF}$

所以 $$R_1\approx\frac{V_{CC}-U_{BE1}}{I_{C2}}=257\text{k}\Omega$$

【例 3.11】 试分析图 3.22 中各复合管的接法是否正确。如果认为不正确，请说明其原因。

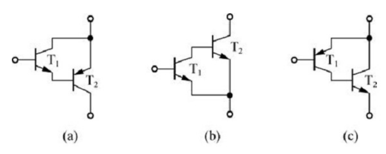


图 3.22 例 3.11 题图

【解】 本题主要是考察对复合管的正确接法的了解和类型的判断。

(a) 接法不正确。因为 i_{E1} 与 i_{B2} 的实际方向相反，无法形成统一的电流通路。并且从输入端看，在 b_1 与 e_2 之间无论加上何种极性的电压，T_1 与 T_2 二者之中总有一个管子的发射结反向偏置。

(b) 接法不正确。因 i_{C1} 与 i_{B2} 的实际方向相反，无法形成统一的电流通路。

(c) 解法正确，复合管的类型为 PNP 型。b_1 是复合管的 b、e_1(c_2)是复合管的 e、e_2 是复合管的 c。

3.3 习题选编及答案

3.3.1 习题选编

一、选择题

1. 由于大容量电容不易制造，在集成运放电路中各级放大电路之间采用(　　)耦合方式，因此(　　)。

A. 直接　　B. 变压器　　C. 阻容　　D. 光电

E. 低频性能好，但存在温漂　　F. 无温漂但只能放大交流信号

2. 直接耦合多级放大电路(　　)。

A. 只能放大直流信号　　B. 只能放大交流信号

C. 不能放大信号　　D. 既能放大直流信号，又能放大交流信号

3. 通用型集成运放的输入级通常采用(　　)电路。

A. 差分电路　　B. 互补推挽　　C. 基本共射放大　　D. 电流源

4. 使用差分放大电路的目的是为了(　　)。

A. 稳定增益　　B. 克服温漂

C. 提高输入电阻　　D. 增大电流放大系数

5. 差分放大电路的作用是(　　)信号。

A. 放大差模　　B. 放大共模

C. 抑制共模　　D. 抑制共模又放大差模

6. 双端输出的差分放大电路主要是(　　)来抑制零点漂移的。

A. 通过增加一级放大　　B. 利用两个输入端

C. 利用参数对称的对管子　　D. 利用电路的对称性

7. 在典型的差分放大电路中，适当地增大射极公共电阻 R_E 将会提高电路的(　　)。

A. 输入电阻　　B. 差模电压增益　　C. 共模抑制比　　D. 共模电压增益

8. 典型的差分放大电路由双端输出变为单端输出，共模电压放大倍数(　　)。

A. 变大　　B. 变小　　C. 不变　　D. 无法判断

9. 差分放大电路由双端输入变为单端输入，差模电压放大倍数(　　)。

A. 增加一倍　　B. 减小一半　　C. 不变　　D. 按指数规律变化

10. 差分电路的 A_d 越大，表示(　　)。



A. 温漂越大　　B. 有用信号的增益越大

C. 抑制温漂的能力越强　　D. 温漂越小

11. 差分放大电路的共模抑制比 K_{CMR} 越大，表明电路(　　)。

A. 放大倍数越稳定　　B. 交流放大倍数越大

C. 直流放大倍数越大　　D. 抑制零漂的能力越强

12. 差分放大电路用恒流源代替射极公共电阻 R_E 的目的是提高(　　)。

A. 共模抑制比　　B. 共模电压放大倍数

C. 差模电压放大倍数　　D. 输出电阻

13. 某差分放大电路的两个输入端的电压分别为10mV和30mV，单端输出的电压为1V，若 $K_{CMR}=\infty$，则此时的差模电压放大倍数为(　　)。

A. 30　　B. 40　　C. 50　　D. 60

14. 如图3.23所示的电路是(　　)。



图3.23

A. 差分放大电路　　B. 镜像电流源　　C. 微电流源　　D. 复合管电路

15. 集成运放的输入失调电流是(　　)。

A. 两个输入端信号电流之差　　B. 两个输入端电流的平均值

C. 两个电流为零时的输出电流　　D. 两个输入端静态电流之差

16. 集成运放的失调电压越大，表明运放(　　)。

A. 放大倍数越大　　B. 输入差放级 β 的不对称程度越严重

C. 输入差放级的 U_{BE} 的失配越严重　　D. 输出电阻越高

17. 某差分放大电路，输入电压 $u_{i1}=60$mV，$u_{i2}=40$mV，则其差模输入信号为(　　)，共模输入信号为(　　)。

A. 20mV　　B. 40mV　　C. 50mV　　D. 100mV

二、填空题

1. 多级放大电路常见的耦合方式有(　　)、(　　)和(　　)。

2. 在多级放大电路中，后级的输入电阻是前级的(　　)，而前级的输出的电阻可视为后级的(　　)。

3. 集成运放的两个输入端分别是(　　)。其中(　　)输入端的极性与输出端相反，(　　)输入端的极性与输出端相同。

4. 电流源电路的特点是输出电流(　　)、直流等效电阻(　　)和交流等效电阻(　　)。

5. 为了提高 R_i，减小温漂，通用型集成运放的输入级大多采用(　　)电路，输出级大多采用(　　)电路。

6. 理想集成运放的放大倍数 $A_d=$(　　)，输入电阻 $R_i=$(　　)，输出电阻 $R_o=$(　　)。

7. 差分放大电路能放大两个输入端的(　　)信号，而抑制(　　)信号。

8. 如果差分放大电路完全对称，那么双端输出时，共模输出电压为(　　)，共模抑制比为(　　)。

9. 相同条件下，阻容耦合放大电路的零点漂移比直接耦合放大电路(　　)，这是由于(　　)。

10. 在长尾式差动电路中，R_e 的主要作用是(　　)。

三、综合题

1. 如图 3.24 所示的二级放大电路，已知 $\beta_1=\beta_2=50$，$r_{be1}=1.6\text{k}\Omega$，$r_{be2}=1.3\text{k}\Omega$。求：

(1) 电压放大倍数 A_u；

(2) 输入电阻 R_i 和输出电阻 R_o。

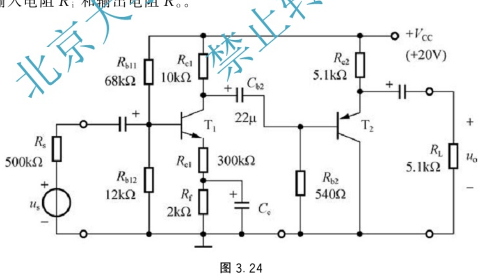


图 3.24

2. 如图 3.25 所示电路，其中三极管的 β 均为 100，且 $r_{be1}=5.3\text{k}\Omega$，$r_{be2}=6\text{k}\Omega$。求：

(1) 当 $R_L=\infty$ 和 $R_L=3.6\text{k}\Omega$ 时的电压放大倍数 A_u；

(2) 输入电阻 R_i 和输出电阻 R_o。



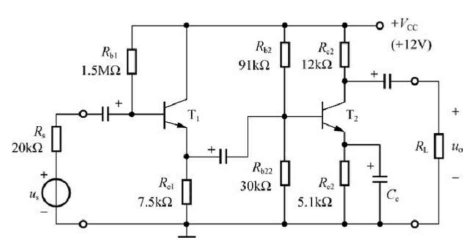


图 3.25

3. 如图 3.26 所示差分放大电路，已知 $V_{CC}=V_{EE}=15V$，$R_c=R_e=R_L=10k\Omega$，$R_b=2k\Omega$，三极管的 β 均为 100，$r_{be}=3.8k\Omega$。求：

(1) T_2 管的 I_{CQ2} 和 U_{CEQ2}；

(2) 共模抑制比 K_{CMR}；

(3) R_{id} 和 R_o。

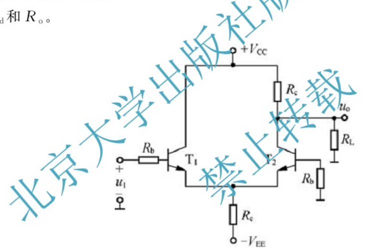


图 3.26

4. 如图 3.27 所示电路，设 $\beta_1=\beta_2=\beta_3=100$，$r_{be1}=r_{be2}=5k\Omega$，$r_{be3}=1.5k\Omega$。求：

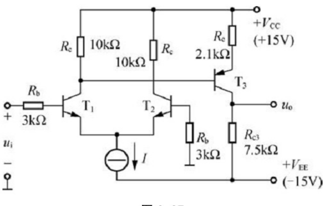


图 3.27



(1) 静态时，若要求 $U_o=0$，试估算 I 的值；

(2) 电压放大倍数 A_u。

5. 微电流源电路如图 3.28 所示。

(1) 试根据二极管电流方程，导出三极管 T_1 和 T_2 的工作电流 I_{C1}、I_{C2}的关系式；

(2) 若测得 $I_{C1}=0.73\text{mA}$，$I_{C2}=28\mu\text{A}$，试估算电阻 R_e和 R 的值。

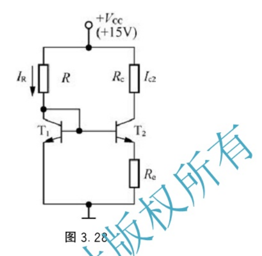


图 3.28

6. 如图 3.29 所示是一个对镜像电流源加以改进的电路，若 T_1、T_2 参数相同，试证明当 $\beta_1=\beta_2=\beta_3$ 时，$I_{C2}=\dfrac{I_R}{1+2/(\beta_3+\beta_3^2)}$。

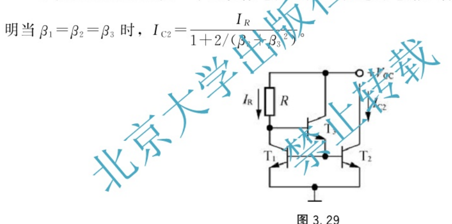


图 3.29

7. 假设如图 3.30 所示各电路的静态工作点均合适，分别画出它们的交流等效电路，并写出电压放大倍数 A_u、输入电阻 R_i 和输出电阻 R_o 的表达式。

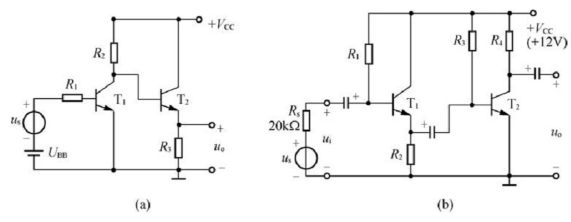


图 3.30



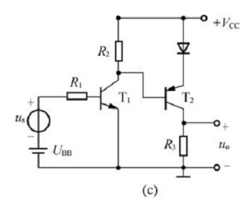


图 3.30(续)

8. 如图 3.31 所示电路的参数理想对称，$\beta_1=\beta_2=\beta$，$r_{be1}=r_{be2}=r_{be}$。写出：

(1) R_w 的滑动端在中点时 A_d 的表达式；

(2) R_w 的滑动端在最右端时 A_d 的表达式，并比较两种结果有什么不同。

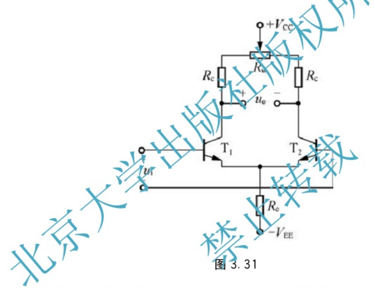


图 3.31

9. 已知几个集成运放的参数，见表 3－5，试分别说明它们属于哪种类型的运放。

表 3－5　集成运放的参数

特性指标	A_{od}	R_{id}	U_{IO}	I_{IO}	I_{IB}	－3dB 带宽	K_{CMR}	SR	单位增益带宽
单位	dB	MΩ	mV	mA	mA	Hz	dB	V/μs	MHz
A_1	100	2	5	200	600	7	86	0.5	
A_2	130	2	0.01	2	40	7	120	0.5	
A_3	100	1000	5	0.02	0.03		86	0.5	5
A_4	100	2	2	20	150		96	65	12.5

10. 如图 3.32 所示电路是某集成运放电路的一部分，单电源供电，T_1、T_2、T_3 为放大管，试分析：

(1) 100μA 电流源的作用；

(2) 50μA 电流源的作用;

(3) T_4 工作在截止、放大、饱和中的哪个区域;

(4) T_5 与 R_e 的作用。

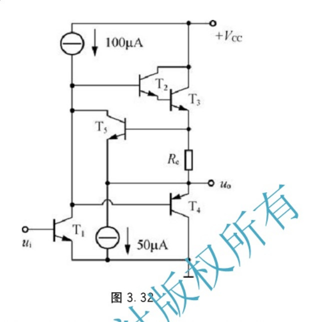


图 3.32

11. 如图 3.33 所示电路为简化的高精度运放原理图，试分析：

(1) 两个输入端中哪个是同向输入端，哪个是反向输入端;

(2) T_3 与 T_4 的作用;

(3) 电流源 I_3 的作用;

(4) D_1 与 D_2 的作用。

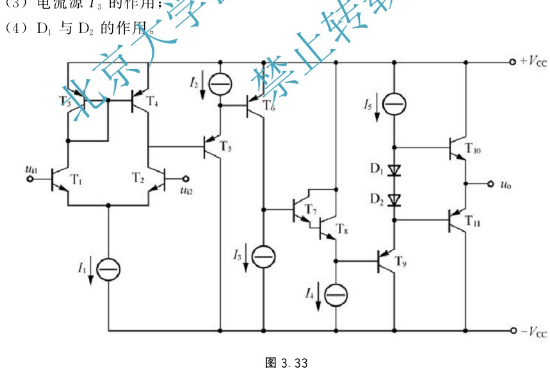


图 3.33

12. 如图 3.34 所示电路是运放的保护电路，试分析图中的各二级管是如何起到保护作用的。





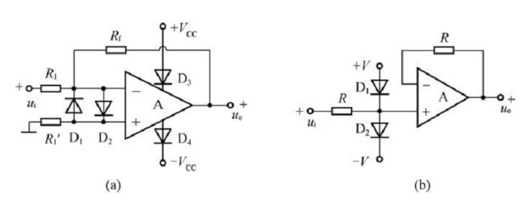


图 3.34

13. 如图 3.35 所示电路是型号为 F007 的通用型集成运放的电流源部分。其中 T_0 与 T_1 为纵向 NPN 管；T_2 与 T_3 为横向 PNP 型管，它们的 β 值均为 5，b－e 间的电压均约为 0.7V。试求各管的集电极电流。

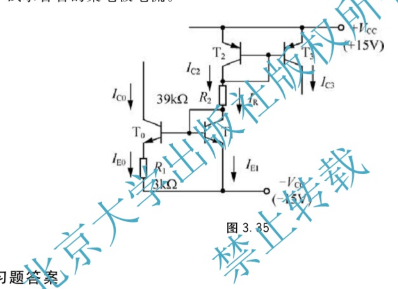


图 3.35

3.3.2 习题答案

一、选择题

1. A，E；2. D；3. A；4. B；5. D；6. D；7. C；8. A；9. C；10. B；11. D；12. A；13. C；14. B；15. D；16. C；17. A，C

二、填空题

1. 直接耦合，阻容耦合，变压器耦合；2. 负载，信号源内阻；3. 同相输入端和反相输入端，反相，同相；4. 恒定，小，大；5. 差分电路，互补推挽；6. ∞，∞，0；7. 差模信号，共模信号；8. 0，∞；9. 小，耦合电容的隔直作用；10. 抑制零点漂移

三、综合题

1. 解：(1) 第一级放大电路 $\dot{A}_{u1}=-\dfrac{\beta_1(R_{c1}/\!/R_{L1})}{r_{be1}+(1+\beta_1)R_{e1}}$



其中：$R_{L1}=R_{i2}=R_{b2}/\!/[r_{be2}+(1+\beta_2)(R_{e2}/\!/R_L)]=105.65\text{k}\Omega$

所以

$$\dot{A}_{u1}=-\frac{\beta_1(R_{c1}/\!/R_{L1})}{r_{be1}+(1+\beta_1)R_{e1}}=-\frac{50\times(10/\!/105.65)}{1.6+51\times0.3}\approx-27$$

第二级放大电路

$$\dot{A}_{u2}=\frac{(1+\beta_2)(R_{e2}/\!/R_L)}{r_{be2}+(1+\beta_2)(R_{e2}/\!/R_L)}\approx0.99$$

电路放大倍数

$$\dot{A}_u=\dot{A}_{u1}\cdot\dot{A}_{u2}=(-27)\times0.99=-26.7$$

（2）输入电阻

$$R_i=R_{i1}=R_{b11}/\!/R_{b12}/\!/[r_{be1}+(1+\beta_1)R_{e1}]\approx6.36\text{k}\Omega$$

输出电阻

$$R_o=R_{o2}=R_{e2}/\!/\frac{r_{be2}+(R_{c1}/\!/R_{b2})}{1+\beta_2}\approx217\Omega$$

2. 解：（1）$\dot{A}_{u1}=\dfrac{(1+\beta_2)(R_{e1}/\!/R_{L1})}{r_{be1}+(1+\beta_2)(R_{e1}/\!/R_{L1})}$

其中：$R_{L1}=R_{i2}=R_{b21}/\!/R_{b22}/\!/r_{be2}\approx4.7\text{k}\Omega$

所以

$$\dot{A}_{u1}=\frac{(1+\beta_2)(R_{e1}/\!/R_{L1})}{r_{be1}+(1+\beta_2)(R_{e1}/\!/R_{L1})}\approx0.98$$

$$\dot{A}_{u2}=-\frac{\beta_2R'_L}{r_{be2}}$$

其中：R'_L计算如下：

当$R_L=\infty$时$R'_L=R_{C2}=12\text{k}\Omega$

$$\dot{A}_{u2}=-\frac{\beta_2R'_L}{r_{be2}}=-200\qquad\dot{A}_u=\dot{A}_{u1}\cdot\dot{A}_{u2}=-196$$

当$R_L=3.6\text{k}\Omega$时$R'_L=R_{c2}/\!/R_L=2.8\text{k}\Omega$

$$\dot{A}_{u2}=-\frac{\beta_2R'_L}{r_{be2}}=-46.7\qquad\dot{A}_u=\dot{A}_{u1}\cdot\dot{A}_{u2}=-45.8$$

（2）$R_i=R_{i1}=R_{b1}/\!/[r_{be1}+(1+\beta)(R_{e1}/\!/R_{L1})]$

所以

$$R_i=R_{b1}/\!/[r_{be1}+(1+\beta)(R_{e1}/\!/R_{L1})]=248.7\text{k}\Omega$$

$$R_o=R_{o2}=R_{c2}=12\text{k}\Omega$$

3. 解：（1）$I_{CQ}=\dfrac{1}{2}\times\dfrac{V_{EE}-U_{BE}}{R_e}=\dfrac{1}{2}\times\dfrac{15-0.7}{10}=0.72\text{mA}$

$$U_{CQ2}=\frac{R_L}{R_c+R_L}V_{CC}-I_{CQ}(R_C/\!/R_L)=3.9\text{V}$$



$$U_{CEQ2}=U_{CQ2}-U_{EQ2}=3.9-(-0.7)=4.6V$$

（2）$K_{CMR}=\left|\frac{A_d}{A_c}\right|=\frac{1}{2}+\frac{\beta R_e}{R_b+r_{be}}=172.5$

（3）$R_{id}=2(R_b+r_{be})=11.6k\Omega$

$R_{od}=R_c=10k\Omega$

4. 解：（1）当 $U_0=0$ 时，有

$$I_{E3}\approx I_{C3}=\frac{V_{EE}}{R_{c3}}=\frac{15}{7.5}=2mA$$

$$U_{RC}=I_{E3}R_e+0.7=2\times 2.1+0.7=4.9V$$

$$I=2I_{C1}=2\left(\frac{U_{RC}}{R_c}+\frac{I_{E3}}{\beta_3}\right)=1.02mA$$

（2）$\dot{A}_{u1}=A_d=-\frac{1}{2}\frac{\beta_1(R_c/\!/R_{L1})}{R_b+r_{be1}}$

其中：$R_{L1}=R_{i2}=r_{be3}+(1+\beta_3)R_e=213.6k\Omega$

所以

$$A_{u1}=A_d=-\frac{1}{2}\frac{\beta_1(R_c/\!/R_{L1})}{R_b+r_{be1}}\approx-59.69$$

$$\dot{A}_{u2}=-\frac{\beta_3 R_{c3}}{r_{be3}+(1+\beta_3)R_{e3}}=-3.51$$

$$\dot{A}_u=\dot{A}_{u1}\cdot\dot{A}_{u2}=(-59.69)\times(-3.51)\approx 209.5$$

5. 解：（1）由二极管电流方程可知：

$$I_E=I_s(e^{\frac{U_{BE}}{U_T}}-1)$$

在 U_{BE} 正向偏置情况下，上式可近似为

$$I_E\approx I_s e^{\frac{U_{BE}}{U_T}}$$

则有

$$U_{BE}=U_T\ln\frac{I_C}{I_S}$$

由图所示电路可得

$$I_{C2}R_e=U_{BE1}-U_{BE2}=U_T(\ln\frac{I_{C1}}{I_S}-\ln\frac{I_{C2}}{I_S})=U_T\ln\frac{I_{C1}}{I_{C2}}$$

即

$$I_{C2}R_e=U_T\ln\frac{I_{C1}}{I_{C2}}$$

（2）当 $I_{C1}=0.73mA$，$I_{C2}=28\mu A$ 时

$$R_e=\frac{U_T\ln\frac{I_{C1}}{I_{C2}}}{I_{C2}}=\frac{26\times\ln\frac{0.37}{0.028}}{0.028}=3k\Omega$$



$$R \approx \frac{V_{CC}-U_{BE1}}{I_{C1}}=\frac{15-0.7}{0.73}=20\text{k}\Omega$$

分析：微电流源是集成电路中常用的偏置电路，提供小而稳的电流。微电流源电路发射极电流与基极、发射极间电压满足 PN 结电流方程，T_1 和 T_2 两个三极管参数相同，PN 结反向漏电流 I_S 相等。根据 PN 结电流方程即可确定电流源的电流关系。

6. 证明：流过电阻 R 上的电流等于 T_1 集电极电流与 T_3 基极电流之和，即：

$$I_R=I_{C1}+I_{B3}=I_{C1}+\frac{I_{E3}}{1+\beta_3}=I_{C1}+\frac{I_{B1}+I_{B2}}{1+\beta_3}$$

由于 T_1、T_2 对称，有 $I_{C1}=I_{C2}$，所以 $I_R=I_{C1}+\dfrac{2I_{C2}}{\beta_2(1+\beta_3)}$

得

$$I_{C2}=\frac{I_R}{1+2/(\beta_3+\beta_3{}^2)}$$

分析：本题电路是接入共集管的微电流源，常用于集成电路内部为三极管提供偏置电流。根据 T_1、T_2 参数相同的特点和三极管极间电流关系，可以确定提供偏置电流 I_{C2}值的大小。

7. 解：将所有电容和直流电源交流短路，即可得出它们的交流通路。

对应的交流通路分别如图 3.36 所示。

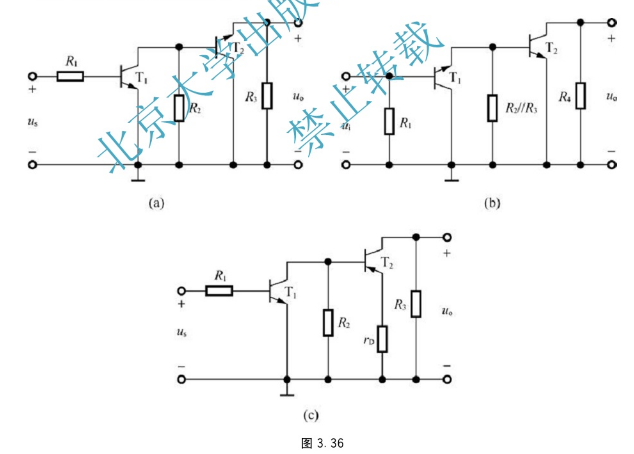


图 3.36

（1）由图3.35(a)可知，$\dot{A}_u=-\frac{\beta_1\{R_2/\!/[r_{be2}+(1+\beta_2)R_3]\}}{R_1+r_{be1}}\cdot\frac{(1+\beta_2)R_3}{r_{be2}+(1+\beta_2)R_3}$

$$R_i=R_1+r_{be1}$$

$$R_o=R_3/\!/\frac{r_{be2}+R_2}{1+\beta_2}$$

（2）由图3.35(b)可知，$\dot{A}_u=\frac{(1+\beta_1)(R_2/\!/R_3/\!/r_{be2})}{r_{be1}+(1+\beta_1)(R_2/\!/R_3/\!/r_{be2})}\cdot(-\frac{\beta_2R_4}{r_{be2}})$

$$R_i=R_1/\!/[r_{be1}+(1+\beta_1)(R_2/\!/R_3/\!/r_{be2})]$$

$$R_o=R_4$$

（3）由图3.35(c)可知，$\dot{A}_u=-\frac{\beta_1\{R_2/\!/[r_{be2}+(1+\beta_2)r_D]\}}{R_1+r_{be1}}\cdot[-\frac{\beta_2R_3}{r_{be2}+(1+\beta_2)r_D}]$

$$R_i=R_1+r_{be1}$$

$$R_o=R_3$$

分析：多级放大电路的动态计算要以掌握典型的基本放大电路为前提，在计算放大倍数时，前级的负载一定要计入后级的输入电阻；输入电阻由第一级决定，但当第一级为共集电路时不要忘记后一级的输入电阻亦影响第一级；输出电阻由最后级决定，对共集电路来说不要忘记前级的输出电阻应作为信号源内阻考虑。

8. 解：这是一个基本差分放大电路，发射极虚地，R_w 的滑动端若在中点，放大倍数等于一个单管的放大倍数；R_w 的滑动端若不在中点，则需由定义求出。

（1）$A_d=\frac{\Delta U_{od}}{\Delta U_{Id}}=-\frac{\beta(R_c+\frac{R_w}{2})}{r_{be}}$

（2）$\Delta U_{od}=u_{C1}-u_{C2}=A_1u_{i1}-A_2u_{i2}=A_1\frac{\Delta U_{Id}}{2}-A_2(-\frac{\Delta U_{Id}}{2})$

则
$$A_d=\frac{\Delta U_{od}}{\Delta U_{Id}}=\frac{1}{2}(A_1+A_2)$$

所以 $A_d=\frac{1}{2}(A_1+A_2)=\frac{1}{2}[\frac{-\beta(R_c+R_w)}{r_{be}}+\frac{-\beta R_c}{r_{be}}]=\frac{-\beta(R_c+\frac{R_w}{2})}{r_{be}}$

显而易见，两个结果相同。

分析：R_w 的动端位置虽不影响 A_d，但对共模放大倍数有影响，在 R_c 已对称的情况下，滑动端不在中点时，抑制零漂能力差。

9. 解：从各指标的数值大小大致可判定运放的类型。

A_1：通用型运放。

A_2：高精度型运放。

A_3：高阻型运放。

A_4：高速型运放。

点评：以上类型的判断是基于其中一个重要指标，如果从两个以上指标分析，则可出现复合型，如高速高阻型，学会查手册，可以判断型号的确切类型。

10. 解：(1) 100μA 电流源的作用：为 T_1 的集电极、T_2 的基极提供静态电流，兼作为 T_1 管集电极的有源负载。

(2) 50μA 电流源的作用：为 T_5 提供发射极电流。

(3) T_4 工作在截止区，由图可知 $U_{E4}=u_o$，$u_{B4}=u_{B2}=2U_{BE}+u_o$，故 T_4 发射结处于反偏而截止。

(4) T_5 与 R_e 的作用：构成保护电路，未过流时 $u_R<U_{BE(on)}$，T_5 截止，过流时，T_5 导通，对 T_2 基极分流。

11. 解：(1) u_{i1} 为反相输入端，u_{i2} 为同相输入端。

(2) T_3 和 T_4 构成镜像电路，作 T_2 的有源负载，使单端输出具有双端输出的功能。

(3) 电流源 I_3 为 T_6 和 T_7 提供静态电流，兼作 T_6 的有源负载，以提高 T_6 的电压放大倍数。

(4) 克服交越失真。

点评：掌握 T_2 的输出与 u_{i1} 为同相位是分析同相端和反相端的关键，T_7 和 T_8 构成复合管，组成射极输出器电路。

12. 解：图 3.34(a)中的 D_1、D_2 可防止 R_f 开路时(即运放处于开环工作状态)，因输入的差模信号过大而损坏运放，这是因为输入 u_i 过大时，由于二极管的限幅作用，运放反相端的电压 $U_-=|U_{D(on)}|$，正常工作时，由于反相端虚地，D_1、D_2 不起作用。图中的 D_3、D_4 可对运放的电源端起保护作用，若电源接反，D_3 和 D_4 处于截止状态，运放的电源端相当于悬空，故电源端得到了保护。

图 3.34(b)中的 D_1、D_2 对输入的共模信号起限幅作用，当共模信号超过额定值时，由于 D_1、D_2 的限幅作用，使运放的同相端 $U_+=|V+U_{D(on)}|$，显然 V 的数值应受制于运放共模电压的额定值。

13. 解：在电流源电路分析中，首先应求出基准电流 I_R，再根据三极管 U_{BE} 相等、性能相同，I_B 和 I_C 亦相同，可导出镜像电流源的电流 I_{C3}；若三极管性能相同，U_{BE} 不等，则需根据发射结电压 U_{BE} 和发射极电流的近似关系 $I_E\approx I_s e^{\frac{U_{BE}}{U_T}}$，导出微电流源 I_{C0} 的关系。

$$I_R=\frac{2V_{CC}-U_{BE2}-U_{BE1}}{R_2}=\frac{30-0.7-0.7}{39}\approx 0.73\text{mA}$$

T_2 和 T_3 构成镜像电流源，T_2 的 $U_{BC}=0$V，处于临界放大状态，$I_{C2}=\beta I_{B2}$

又
$$I_{C2}+2I_{B2}=(1+\frac{2}{\beta})I_{C2}=I_R$$

故
$$I_{C3}=I_{C2}=\frac{\beta}{\beta+2}I_R\approx 0.52\text{mA}$$

T_0 和 T_1 构成微电流源，

$$I_{C0} \approx I_{E0} = \frac{U_{BE1} - U_{BE0}}{R_1}$$

而 $U_{BE1} - U_{BE0} = U_T \ln \frac{I_{E1}}{I_s} - U_T \ln \frac{I_{E0}}{I_s} = U_T \ln \frac{I_{E1}}{I_{E0}}$

$$I_{E1} = I_R - I_{B0} \approx I_R$$

所以

$$I_{C0} \approx \frac{U_T}{R_1} \ln \frac{I_R}{I_{C0}}$$

利用累试法或图解法，可以求得：

$$I_{C0} \approx 0.028\text{mA}$$

点评：因为本题的 β 只有 5，所以本题的计算精度稍差，更精确的计算方法如下。

$$I_{E1} = I_R - I_{B0} = I_R - \frac{I_{C0}}{\beta}$$

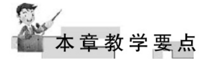
$$I_{C0} = \frac{U_T}{R_4} \ln \frac{I_R - \frac{I_{C0}}{\beta}}{I_{C0}} = \frac{U_T}{R_4} \ln \left(\frac{I_R}{I_{C0}} - \frac{1}{\beta} \right)$$

代入数据得：

$$I_{C0} \approx 0.0285\text{mA}$$

第4章

放大电路中的反馈



本章教学要点

本章是模拟电子技术课程的核心内容，也是重点内容之一。负反馈技术是改善放大电路性能的主要技术措施。本章主要讲述了反馈的概念与分类、负反馈放大电路的方框图及表达方法、深度负反馈放大电路的分析方法和负反馈对放大电路性能的影响等内容。各知识点的基本要求见下表。

知识要点		掌握程度	相关知识
反馈的基本概念		重点掌握	
反馈的分类与判断		重点掌握	
负反馈放大电路的基本方框图		重点掌握	
负反馈放大电路的四组态	4种组态电路的方框图(双线图)	一般掌握	二端口网络
	4种组态电路的特点	重点掌握	
	负反馈放大电路的一般表达式	正确掌握	
深度负反馈放大电路分析	深度负反馈的特点	重点掌握	
	反馈网络的分析	重点掌握	
	深度负反馈条件下放大倍数的分析	重点掌握	
负反馈对放大电路性能的影响		正确理解	
负反馈放大电路的稳定性	产生自激振荡的原因与条件	正确理解	
	负反馈放大电路稳定性判断	一般理解	
	消除自激振荡的方法	一般理解	

4.1 基本知识点及重点难点剖析

4.1.1 反馈的概念与分类

1. 反馈的本质

在放大电路中，将电路输出量的一部分或全部以一定方式作用到输入回路以影响电路净输入量的措施称为反馈。如图 4.1 所示，方框“$\dot{A}$”为基本放大器，方框“$\dot{F}$”为反馈网络，$\dot{X}_i$ 为输入量，$\dot{X}_f$ 为反馈量，$\dot{X}_i'$为净输入量，$\dot{X}_o$为输出量。输入端的圆圈⊕表示信号 $\dot{X}_i$ 和 $\dot{X}_f$ 在此叠加，“+”号和“-”号表明了 $\dot{X}_i$、$\dot{X}_f$ 和 $\dot{X}_i'$之间的关系为

$$\dot{X}_i' = \dot{X}_i - \dot{X}_f$$

2. 有关反馈的概念

1） 开环

电路中无反馈通路，信号的传输只单向地从输入端到输出端(相当于图 4.1 所示电路中的方框“$\dot{F}$”开路)；与之对应的电路称为开环电路，习惯称之为基本放大电路。

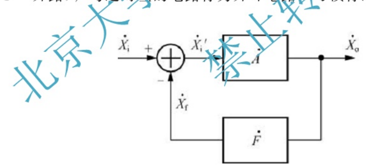


图 4.1 负反馈放大电路的方框图

2） 闭环

电路中有反馈通路，方框“$\dot{F}$”将输出信号的一部分或全部送回到输入端与原输入信号叠加(相加或相减)后再作用到输入端；与之对应的电路称为闭环电路，也即反馈放大电路。

3） 反馈系数

在图 4.1 中，反馈系数定义为反馈量和输出量之比，即

$$\dot{F} = \frac{\dot{X}_f}{\dot{X}_o}$$

4) 开环放大倍数

参见图 4.1，开环放大倍数定义为基本放大器的输出量和输入量之比，即

$$\dot{A}=\frac{\dot{X}_o}{\dot{X}_i'}$$

5) 闭环放大倍数

参见图 4.1，闭环放大倍数定义为反馈放大器的输出量和输入量之比，即

$$\dot{A}_f=\frac{\dot{X}_o}{\dot{X}_i}$$

将式 $\dot{X}_i'=\dot{X}_i-\dot{X}_f$、式 $\dot{F}=\frac{\dot{X}_f}{\dot{X}_o}$和式 $\dot{A}=\frac{\dot{X}_o}{\dot{X}_i'}$，代入上式，得到

$$\dot{A}_f=\frac{\dot{X}_o}{\dot{X}_i}=\frac{\dot{X}_i}{\dot{X}_i'+\dot{X}_f}=\frac{\dot{A}\dot{X}_i'}{\dot{X}_i'+\dot{A}\dot{F}\dot{X}_i'}$$

由此得到

$$\dot{A}_f=\frac{\dot{A}}{1+\dot{A}\dot{F}}$$

此式亦常被称为负反馈放大电路的一般表达式。

6) 电路的环路放大倍数(环路增益)

在闭环放大倍数的一般表达式中，常把“$\dot{A}\dot{F}$”称为电路的环路放大倍数(亦叫环路增益)，是指放大电路和反馈网络所形成环路的增益，即

$$\dot{A}\dot{F}=\frac{\dot{X}_f}{\dot{X}_i'}$$

7) 反馈深度

在闭环放大倍数的一般表达式中，把 $|1+\dot{A}\dot{F}|$ 称为反馈深度，它反映了反馈对放大电路影响的程度。

当 $|1+\dot{A}\dot{F}|>1$ 时，有 $|\dot{A}_f|<|\dot{A}|$，即引入反馈后，增益下降了，这就是负反馈。

当 $|1+\dot{A}\dot{F}|\gg 1$ 时，有 $\dot{A}_f\approx\frac{1}{\dot{F}}$，称之为深度负反馈，此时闭环增益几乎只取决于反馈系数，而与开环增益无关。

当 $|1+\dot{A}\dot{F}|<1$ 时，有 $|\dot{A}_f|>|\dot{A}|$，说明引入反馈后，增益升高了，也就是正反馈；正反馈会使放大电路的性能不稳定。

当 $|1+\dot{A}\dot{F}|=0$ 时，有 $|\dot{A}_f|=\infty$，说明输入为零时仍有输出，称为“自激状态”。



3. 反馈的分类

1) 正反馈和负反馈

正反馈：加入反馈后，使净输入量增大，即 $\dot{X}_i' > \dot{X}_i$。

负反馈：加入反馈后，使净输入量减小，即 $\dot{X}_i' < \dot{X}_i$。

2) 直流反馈和交流反馈

直流反馈：反馈量中只含有直流成分，或者说，仅在直流通路中存在的反馈。

交流反馈：反馈量中只含有交流成分，或者说，仅在交流通路中存在的反馈。

交直流反馈：反馈量中既有直流成分又有交流成分。

直流反馈有稳定放大电路静态工作点的作用，交流反馈有改善放大电路技术指标的作用(如改善 A_u、R_i、R_o等指标)。

3) 电压反馈和电流反馈

电压反馈：反馈量的大小与输出电压成比例(采样输出电压)。

电流反馈：反馈量的大小与输出电流成比例(采样输出电流)。

4) 串联反馈和并联反馈

串联反馈：反馈量与输入量以电压的形式相叠加。

并联反馈：反馈量与输入量以电流的形式相叠加。

4. 反馈的判断

1) 反馈有无的判断

判断电路中是否存在反馈，其实就是查找反馈网络：观察电路中除正向放大通路外，看还有没有输出至输入的通路——反馈通路，该通路即为反馈网络。

反馈至输入端不能接地，否则不是反馈。

2) 正反馈和负反馈的判断

正反馈和负反馈用“瞬时极性法”来判断：在输入端，先假定输入信号的瞬时极性(可用“＋”、“－”或“↑”、“↓”表示)，根据所分析放大电路的组态，得出输出端信号的瞬时极性；再沿着反馈网络得出该信号反馈到输入端的瞬时极性；最后比较两信号(假定输入信号与反馈信号)的瞬时极性，若二者瞬时极性相同(即净输入量增强)，为正反馈，否则为负反馈。

3) 直流反馈和交流反馈的判断

观察反馈量中的信号成分，若只有直流量则为直流反馈，若只有交流成分则为交流反馈；若反馈量中既有直流量又有交流量，则为交直流反馈。

4) 电压反馈和电流反馈的判断

将输出电压“短路”(令 $u_o=0$ 或 $R_L=0$)，若反馈量为零，则为电压反馈，若反馈量仍然存在，则为电流反馈。一般常见的取样形式如图 4.2 和图 4.3 所示。

电压负反馈的作用：稳定放大电路的输出电压；电流负反馈的作用：稳定放大电路的输出电流。

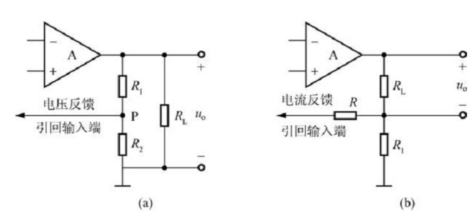


图 4.2　运放输出结构的判断示意图

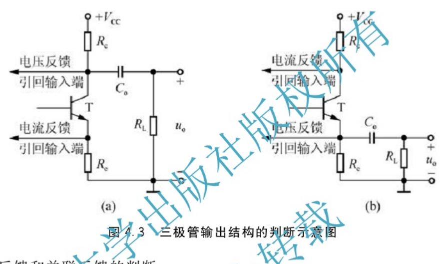


图 4.3　三极管输出结构的判断示意图

5）串联反馈和并联反馈的判断

将反馈信号接入点“接地”(对地短路)，若输入信号仍能输入至放大电路，则为串联反馈；若输入信号不能输入至放大电路，则为并联反馈。

对于三极管来说，反馈信号与输入信号同时加在三极管的基极或发射极，则为并联反馈；一个加在基极，另一个加在发射极(或集电极)则为串联反馈。

对于运算放大器来说，反馈信号与输入信号同时加在同相输入端或反相输入端，则为并联反馈；一个加在同相输入端，另一个加在反相输入端则为串联反馈。

一般常见的连接形式如图 4.4 所示。

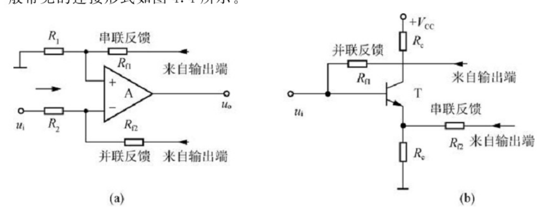


图 4.4　串联并联反馈判断的示意图

4.1.2 负反馈放大电路的 4 种组态

1）负反馈的 4 种组态框图

电压串联负反馈、电压并联负反馈、电流并联负反馈和电流串联负反馈这 4 种基本组态是针对负反馈放大电路而言的。它们的方框图如图 4.5 所示（又叫双线方框图）。

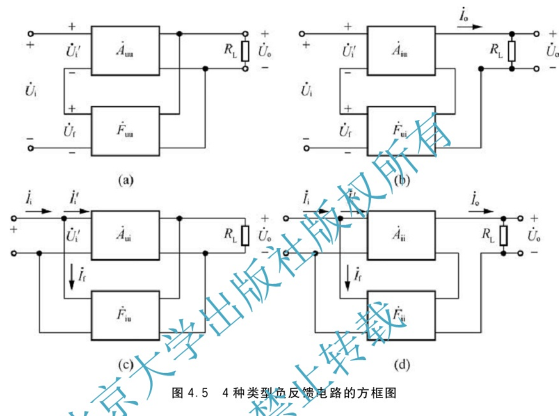


图 4.5 4 种类型负反馈电路的方框图

2）4 种负反馈组态的特点

结合图 4.5 所示，我们可以把四种组态的相应参数列表，见表 4－1；可见，对于不同的反馈组态，$\dot{A}$、$\dot{F}$ 和 $\dot{A}_f$ 的物理意义是不同的，当然量纲也是不同的。

表 4－1 4 种组态负反馈放大电路的比较

负反馈组态	电压串联	电压并联	电流并联	电流串联
反馈信号 $\dot{X}_f$	$\dot{U}_f$	$\dot{I}_f$	$\dot{I}_f$	$\dot{U}_f$
输出信号 $\dot{X}_o$	$\dot{U}_o$	$\dot{U}_o$	$\dot{I}_o$	$\dot{I}_o$
反馈系数 $\dot{F}$	电压反馈系数	互导反馈系数	电流反馈系数	互阻反馈系数
	$\dot{F}_{uu}=\dfrac{\dot{U}_f}{\dot{U}_o}$	$\dot{F}_{iu}=\dfrac{\dot{I}_f}{\dot{U}_o}$	$\dot{F}_{ii}=\dfrac{\dot{I}_f}{\dot{I}_o}$	$\dot{F}_{ui}=\dfrac{\dot{U}_f}{\dot{I}_o}$

续表

负反馈组态	电压串联	电压并联	电流并联	电流串联
基本放大器增益 $\dot{A}$	电压增益	互阻增益	电流增益	互导增益
	$\dot{A}_{uu}=\frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i'}$	$\dot{A}_{ui}=\frac{\dot{U}_o}{\dot{I}_i'}$	$\dot{A}_{ii}=\frac{\dot{I}_o}{\dot{I}_i'}$	$\dot{A}_{iu}=\frac{\dot{I}_o}{\dot{U}_i'}$
负反馈放大器增益 $\dot{A}_f$	$\dot{A}_{uuf}=\frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i}$	$\dot{A}_{uif}=\frac{\dot{U}_o}{\dot{I}_i}$	$\dot{A}_{iif}=\frac{\dot{I}_o}{\dot{I}_i}$	$\dot{A}_{iuf}=\frac{\dot{I}_o}{\dot{U}_i}$

(1) 电压串联负反馈。电压串联负反馈放大电路的反馈网络的输入与基本放大电路的输出采用并联的形式相连接，反馈网络的输出与基本放大电路的输入采用串联的形式相连接。图 4.5(a)所示为电压串联负反馈放大电路。该组态具有稳定输出电压(降低输出电阻)，提高输入电阻的作用。为了使反馈效果好，它适用于内阻小的电压信号源。通常 4 种组态中电压串联负反馈被运用得最多。

(2) 电压并联负反馈。电压并联负反馈放大电路的反馈网络的输入与基本放大电路的输出采用并联的形式相连接，反馈网络的输出与基本放大电路的输入也采用并联的形式相连接。图 4.5(c)为电压并联负反馈放大电路。该组态具有稳定输出电压(减小输出电阻)，降低输入电阻的作用。为了使反馈效果好，它适用于内阻大的电流信号源。

(3) 电流串联负反馈。电流串联负反馈放大电路的反馈网络的输入与基本放大电路的输出采用串联的形式相连接，反馈网络的输出与基本放大电路的输入也采用串联的形式相连接。图 4.5(b)为电流串联负反馈放大电路。该组态具有稳定输出电流(增大输出电阻)，提高输入电阻的作用。为了使反馈效果好，它适用于内阻小的电压信号源。

(4) 电流并联负反馈。电流并联负反馈放大电路的反馈网络的输入与基本放大电路的输出采用串联的形式相连接，反馈网络的输出与基本放大电路的输入采用并联的形式相连接。图 4.5(d)为电流并联负反馈放大电路。该组态具有稳定输出电流(增大输出电阻)，降低输入电阻的作用。为了使反馈效果好，它适用于内阻大的电流信号源。

4.1.3　深度负反馈放大电路分析与计算

1. 深度负反馈的特点

当电路引入深度负反馈(即 $|1+\dot{A}\dot{F}|\gg1$)时，则有

$$\dot{A}_f=\frac{1}{1+\dot{A}\dot{F}}\approx\frac{1}{\dot{F}}$$

在中频段：



$$A_f = \frac{A}{1+AF} \approx \frac{1}{F}$$

上式表明当电路引入深度负反馈时，负反馈放大电路的闭环放大倍数几乎完全取决于反馈网络，而与有源器件的参数基本无关。

应当指出，通常所说的负反馈放大电路是指中频段的反馈极性。当信号频率超过通频带的范围进入低频段或高频段时，由于附加相移的产生，负反馈放大电路可能在某一特定频率点上产生自激振荡。

2. 深度负反馈的分析

在深度负反馈的情况下，反馈信号 $\dot{X}_f$ 和外加输入信号 $\dot{X}_i$ 近似相等，净输入信号 $\dot{X}'_i \approx 0$。可见，深度负反馈的本质是在近似分析中忽略净输入量，用反馈量代替电路的输入量。对于不同的负反馈放大电路组态，可以忽略的净输入量是不同的。

对串联负反馈：取输入电压和反馈电压近似相等，$\dot{U}_f = \dot{U}_i$，$\dot{U}'_i \approx 0$，称为虚短；对并联负反馈：取输入电流和反馈电流近似相等，$\dot{I}_f = \dot{I}_i$，$\dot{I}'_i = 0$，称为虚断。

实际上，在深度负反馈条件下，放大电路输入端虚短和虚断是同时存在的。

这样我们就可以利用虚短和虚断进行近似计算，求出不同组态负反馈放大电路的放大倍数。

3. 深度负反馈放大电路的计算

根据前面的分析，在深度负反馈条件下，闭环放大倍数与有源器件的参数基本无关，所以往往采用近似计算方法来进行计算。

(1) 利用闭环放大倍数 $\dot{A}_f = \frac{1}{\dot{F}}$ 去求解。

这里的 $\dot{A}_f$ 是广义的，其含义因反馈组态而异：对于电压串联负反馈为 $\dot{A}_{uuf}$，对于电流并联负反馈为 $\dot{A}_{iif}$，对于电压并联负反馈为 $\dot{A}_{uif}$，对于电流串联负反馈为 $\dot{A}_{iuf}$。如要估算电压放倍数，除了 $\dot{A}_{uuf}$ 外，其他几种增益都要转换。

反馈系数的确定：如果是并联反馈，将输入端对地短路，可求出反馈系数 $\dot{F} = \frac{\dot{X}_f}{\dot{X}_0}$；如果是串联反馈，将输入端开路，可求出反馈系数 $\dot{F} = \frac{\dot{X}_f}{\dot{X}_0}$。

(2) 利用 $\dot{X}_f = \dot{X}_i$ 和“虚短”与“虚断”，先求出反馈系数 $\dot{F}$ 后，再利用 $\dot{A}_f = \frac{1}{\dot{F}}$ 去求出闭环放大倍数，然后再通过转换求出电压放大倍数 $\dot{A}_{uf}$。

抓住这个特点写出有关方程式，利用虚短和虚断的概念，往往可以直接而且简捷地得

到电压放大倍数，这是分析反馈电路的一种实用方法。

4.1.4　负反馈对放大电路性能的影响

1. 负反馈对放大倍数的影响

不论引入何种负反馈，都可使闭环放大倍数下降$(1+\dot{A}\dot{F})$倍，但放大倍数的稳定性却提高了$(1+\dot{A}\dot{F})$倍。

2. 负反馈对输入和输出电阻的影响

负反馈对输入电阻的影响仅与反馈加入的方式有关，即与串联反馈或并联反馈有关，而与电压反馈或电流反馈无关。

负反馈对输出电阻的影响仅与反馈采样的方式有关，即与电压反馈或电流反馈有关，而与串联反馈或并联反馈无关。

(1) 对输入电阻的影响：串联负反馈使输入电阻增加$(1+\dot{A}\dot{F})$倍，并联负反馈使输入电阻减少$(1+\dot{A}\dot{F})$倍。

(2) 对输出电阻的影响：电压负反馈使输出电阻减少$(1+\dot{A}\dot{F})$倍，电流负反馈使输出电阻增加$(1+\dot{A}\dot{F})$倍。

3. 负反馈对通频带的影响

放大电路加入负反馈后，增益下降，但通频带却展宽了。有反馈时的通频带为无反馈时的通频带的$(1+\dot{A}\dot{F})$倍。

4. 负反馈对非线性失真的影响

负反馈能改善反馈环路内产生的非线性失真。

5. 负反馈对噪声、干扰和温漂的影响

负反馈只对反馈环内的噪声和干扰有抑制作用。

4.1.5　引入负反馈的原则

(1) 为了稳定静态工作点，应引入直流负反馈；为了改善动态性能(如输入电阻、输出电阻、通频带、放大倍数的稳定性和非线性失真等)，应引入交流负反馈。

(2) 根据信号源的性质决定引入串联负反馈还是并联负反馈。当信号源为恒压源或内阻较小的电压源时，为了增大放大电路的输入电阻，以减小信号源的输出电流和内阻上的

压降，应引入串联负反馈；当信号源为恒流源或内阻较大的电压源时，为了减小放大电路的输入电阻，使电路获得更大的输入电流，应引入并联负反馈。

(3) 根据负载对放大电路输出量的要求，即负载对其信号源的要求，决定引入电压负反馈还是电流负反馈。当负载需要稳定的电压信号或希望电路的带负载能力强时，应引入电压负反馈；当负载需要稳定的电流信号时，应引入电流负反馈。

(4) 根据交流负反馈4种组态的功能，在需要进行信号变换时，选择合适的组态。例如，若需要将电流信号转换成电压信号，应在放大电路中引入电压并联负反馈；若需要将电压信号转换成电流信号，应在放大电路中引入电流串联负反馈，等等。

4.1.6 负反馈放大电路的稳定问题

负反馈可以改善放大电路的性能指标，但是负反馈引入不当，会引起放大电路自激。

1. 负反馈放大电路自激产生原因和条件

负反馈放大电路产生自激振荡的条件为：

$$1+\dot{A}\dot{F}=0(\dot{A}\dot{F}=-1)，故$$

幅值条件 $|\dot{A}\dot{F}|=1$

相位条件 $\varphi_{AF}=\varphi_A+\varphi_F=\pm(2n+1)\pi \quad (n\text{ 为整数})$

φ_{AF}是放大电路和反馈电路的总附加相移，如果在中频条件下放大电路有180°的相移，在其他频段电路中如果出现了附加相移φ_{AF}，且φ_{AF}达到180°，使总的相移为360°，负反馈变为正反馈。如果幅度条件满足要求，放大电路产生自激。

负反馈放大电路产生自激振荡的根本原因是$\dot{A}\dot{F}$的附加相移。

2. 负反馈放大电路稳定性定性分析

有效的判断放大电路是否能自激的方法是用波特图。波特图的Y轴坐标是$20\lg|\dot{A}\dot{F}|$，单位是分贝，X轴是对数坐标，单位是频率。令$20\lg|\dot{A}\dot{F}|=0\text{dB}$对应的频率为$f_o$，$\varphi_A+\varphi_F=-180°$对应的频率为$f_c$，若$f_o<f_c$则电路稳定，不会产生自激振荡；若$f_o>f_c$，则电路不稳定，将产生自激振荡。

3. 消除自激振荡的方法

为了消除或减少自激振荡发生的可能性，可采用以下几种方法。

(1) 减少负反馈系数。

(2) 减少负反馈跨越放大器的级数，以减少附加相移。

(3) 增设频率补偿网络。

4.2 典型例题精解

【例 4.1】 判断如图 4.6 所示电路的反馈类型。

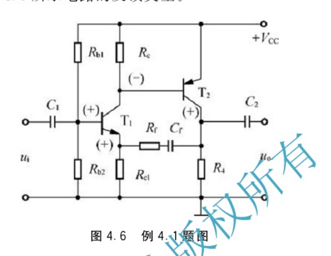


图 4.6 例 4.1 题图

【解】 本题是考察三极管放大电路中，反馈信号回送到发射极的反馈类型的判断。

(1) 电路中 R_{e1}、R_f、C_f、R_4 组成交流级间反馈。

(2) 利用瞬时极性法判断反馈极性。

设 T_1 管基极有一瞬时增量，则有 $u_i(V_{b1})(+)\to V_{c1}(-)\to V_{c2}(+)\to V_{e1}(+)$，因为 T_1 管 $V_{b1}(+)$、$V_{e1}(+)$，所以 T_1 管的净输入电压 U_{BE} 减小，故可知为负反馈。

(3) 在输出端，利用输出短接法。将输出端 u_o 短接，反馈信号亦变为零(无反馈量)，可知为电压负反馈。

(4) 在输入端，由于输入信号和反馈信号分别加在基极和发射极(反馈信号是以电压形式影响输入信号)，则可知为串联负反馈。

由步骤(2)(3)(4)可得出反馈类型为交流电压串联负反馈。

【例 4.2】 判断如图 4.7 所示电路的反馈类型。

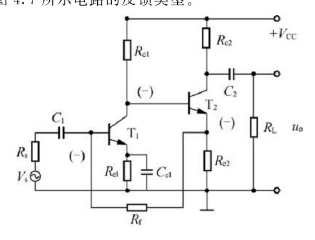


图 4.7 例 4.2 题图



【解】 本题是考察三极管放大电路中，反馈信号回送到基极的反馈类型的判断。

(1) R_f、R_{e2}组成交直流级间反馈。

(2) 判断反馈极性。

设输入信号U_i即T_1基极有一个瞬时增量$V_{b1}(+)\rightarrow V_{c1}(-)\rightarrow V_{e2}(-)$使流过反馈电阻的电流$I_f$增加，消减了$T_1$的基极电流，所以为负反馈。

(3) 在输出端，利用输出短接法。将输出端U_o短接，T_2发射极电流存在，有反馈信号，可知为电流负反馈。

(4) 在输入端，由于输入信号和反馈信号同时加在基极(“短路”输入信号后，反馈量也被短接了)，则可知为并联负反馈。

由步骤(2)(3)(4)可得出反馈类型为交直流电流并联负反馈。

【例 4.3】 试分析说明如图 4.8 所示的电路中，有什么反馈和局部反馈？是交流反馈还是直流反馈？是负反馈还是正反馈？是串联反馈还是并联反馈？

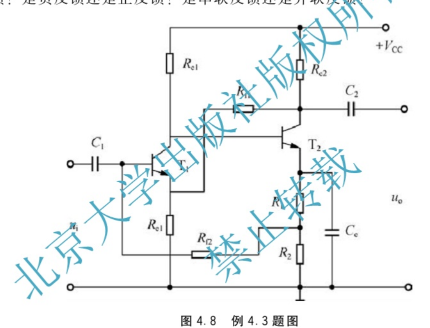


图 4.8 例 4.3 题图

【解】 本题是考察反馈的分类及反馈类型判断的相关知识。

先分析反馈网络：本图中R_{e1}，R_1、R_2为本级反馈网络，R_{f1}、R_{e1}，R_{f2}、R_2级间反馈网络共 4 组。

结合基本放大电路的连接方式以及瞬时极性法，电路中包括 4 种负反馈。

(1) 电阻R_{f1}、R_{e1}实现了两级间电压串联负反馈，并且它对直流、交流均有反馈作用。

(2) 电阻R_{e1}同时也实现了第一级自身的电流串联负反馈，是局部负反馈，对直流、交流均有效。

(3) 电阻R_1、R_2实现了第二级自身的电流串联负反馈，是局部负反馈，只对直流有效。

(4) 电阻R_{f2}、R_2组成的反馈电路是两级间的直流负反馈，是级间反馈，由于C_e的旁路作用，所以是直流反馈。

因为R_1、R_2两电阻上有旁路电容C_e，R_{f2}作用是为T_1提供合适的发射结静态偏置，

并有稳定两级的静态工作点的作用。同时，电阻 R_1 和 R_2 也兼有第二级自身的直流负反馈，它是局部反馈，能更好地稳定第二级的静态工作点。

【例 4.4】 电路如例 4.1 题图所示，在深度负反馈条件下，估算电压放大倍数。

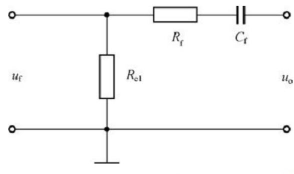


图 4.9　例 4.4 题图

【解】 本题是深度负反馈条件下，电压放大倍数的估算的问题。

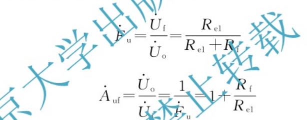
因例 4.1 已判别是串联负反馈，有 $\dot{U}_i=\dot{U}_f$，所以

$$\dot{A}_{uf}=\frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i}=\frac{1}{\dot{F}_u}$$

反馈网络如图 4.9 所示，忽略 C_f 的影响，得

$$\dot{F}_u=\frac{\dot{U}_f}{\dot{U}_o}=\frac{R_{e1}}{R_{e1}+R_f}$$

$$\dot{A}_{uf}=\frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i}=\frac{1}{\dot{F}_u}=1+\frac{R_f}{R_{e1}}$$



【例 4.5】 在图 4.10 所示电路中，已知 $\beta_1=\beta_2=\beta_3=100$，试求：

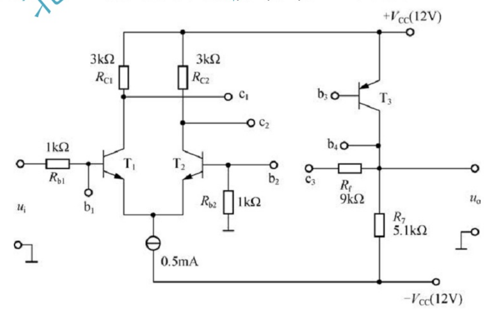


图 4.10　例 4.5 题图

（1）如接入 T_3，且 c_3 端接 b_2 端，试说明 b_3 端应与 c_1 端还是 c_2 端相连才能实现负反馈，并以深度负反馈估算 A_{uf} 的值；

（2）如接入 T_3，且 c_3 端接 b_1 端，试说明 b_3 端应与 c_1 端还是 c_2 端相连才能实现负反馈，并以深度负反馈估算 A_{uf} 的值。

【解】 本题是负反馈电路的类型的选型和分析计算的问题。

由瞬时极性法分析得知，b_3 应与 c_1 端相连才能实现负反馈。

负反馈类型为电压串联负反馈，有

$$A_{uf}=\frac{u_o}{u_i}=\frac{R_{b2}+R_f}{R_{b2}}=\frac{1+9}{1}=10$$

（2）用与（1）相同的分析方法可得，b_3 端应与 c_2 端相连才能实现负反馈。

负反馈类型为电压并联负反馈，因此有

$$A_{uf}=\frac{u_o}{u_i}=\frac{R_f}{R_{b1}}=-9$$

【例 4.6】 如图 4.11 所示，电路中的运放电路具有理想特性，试分析增益可变放大电路属于何种极性和类型的反馈，并计算电压放大倍数 $A_{uf}=\dfrac{u_o}{u_i}$。

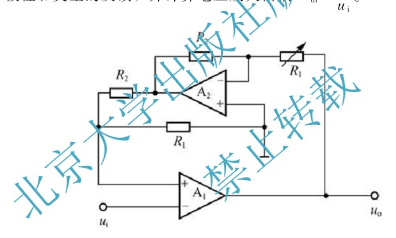


图 4.11　例 4.6 题图

【解】 这是有关负反馈和运放电路的分析计算问题，只要分析清楚了有关参数之间的关系，相关计算也就简单了。

根据该图中运放电路的连接关系，A_2 其实就是 A_1 的反馈网络，这样就不难判断得出是电压串联反馈；又由瞬时极性法分析可知，是负反馈；故图 4.11 所示电路为电压串联负反馈放大电路。

设运放 A_1 同相输入端的电压为 U_p，运放 A_2 的输出电压为 U_{o2}，则有

$$u_i=u_p$$

$$u_p=u_{o2}\frac{R_1}{R_1+R_2}$$

$$u_{o2}=u_o\frac{R_2}{R_1}$$

解之，得

$$u_o = -u_i \frac{R_1 + R_2}{R_2}$$

$$A_{uf} = \frac{u_o}{u_i} = -\frac{R_1 + R_2}{R_2} = -\left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right)$$

【例 4.7】 多级反馈放大器如图 4.12 所示，试判断级间交流反馈的极性、类型，并估算$\dot{A}_{uf}$的值。(电容对交流信号短路)

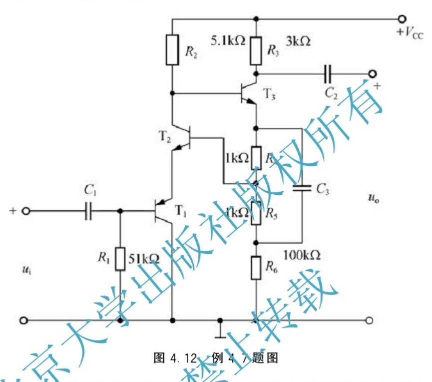


图 4.12　例 4.7 题图

【解】 这种类型的题看似无从下手，但只要注意到 T_1是射随器，T_2是共基电路，就不难解决了。

在图 4.12 所示电路中，T_1组成射极输出器(共集电路)，以提高输入电阻。第二级由 T_2组成共基电路。T_2与 T_3之间有反馈存在，反馈信号是电阻 R_6上的电压 u_{R6}，且取自 T_3的输出电流，所以是电流反馈。T_2的输入电压来自 T_1的发射极，它与 u_{R6}相串联，所以是串联反馈；由瞬时极性法分析可得出，这是负反馈。所以，图 4.13 所示电路为电流串联负反馈。

其实，本图中 R_5也引入了电流串联负反馈，它的作用是为 T_2提供工作点，是直流负反馈

$$\dot{A}_{uf} = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} \approx \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_f} = \frac{U_o}{U_{R6}} = -\frac{I_o \times R_3}{I_o \times R_6} = \frac{-3}{0.1} = -30$$

【例 4.8】 已知一个电压串联负反馈放大电路的电压放大倍数点 $A_{uf}=20$，其基本放大电路的电压放大倍数 A_u的相对变化率为 10%时，A_{uf}的相对变化率小于 0.1%，试问 F 和 A_u各为多少?

【解】在深度负反馈电路中，关于 A、A_f、F 以及 A、A_f 的相对变化率这些参数的计算问题通常通过有关的定义来求解。

$$F=\frac{1}{A_{uf}}=\frac{1}{20}=0.05$$

由已知，得 $\frac{dA_u}{A_u}=10\%$，$\frac{dA_{uf}}{A_{uf}}=0.1\%$，故有

$$0.1\%\approx\frac{1}{1+0.05A_u}\times10\%,\ 0.05A_u\approx100$$

所以
$$A_u\approx2000$$

【例 4.9】电路如图 4.13 所示，判断反馈组态，并计算在深度负反馈条件下的 $\dot{F}$、$\dot{A}_f$ 和 $\dot{A}_{uf}$。

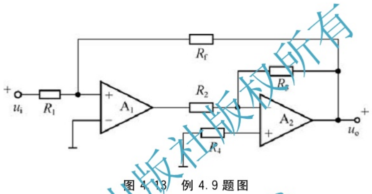


图 4.13　例 4.9 题图

【解】本题的解题关键是利用“虚短”和“虚断”等相关知识。

图中因为反馈信号与输入信号在同一点相加，为并联反馈，根据瞬时判断极性法判断为负反馈，且反馈信号与输出电压成正比，为电压负反馈；故是电压并联负反馈。

在输入端，因为是并联反馈，电流相加，如图 4.14 所示，即

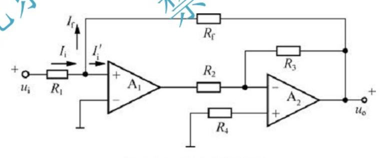


图 4.14　例 4.9 解答图

$$\dot{I}=\dot{I}_f+\dot{I}_i'$$

利用 $\dot{I}_i'=0$，有
$$\dot{I}=\dot{I}_f$$

$$\dot{A}_f=\dot{A}_{uif}=\frac{\dot{A}_{ui}}{1+\dot{A}_{ui}\dot{F}_{iu}}\approx\frac{1}{\dot{F}_{iu}}$$

$$\dot{F}_{iu}=\frac{\dot{I}_f}{\dot{U}_o}=\frac{-\dot{U}_o/R_f}{\dot{U}_o}=-\frac{1}{R_f}\ (\because \dot{U}_+=\dot{U}_-)$$

$$\dot{A}_{\mathrm{f}}=\dot{A}_{\mathrm{uif}}\approx -R_{\mathrm{f}}$$

$$\dot{A}_{\mathrm{uf}}=\frac{\dot{U}_{\mathrm{o}}}{\dot{U}_{\mathrm{i}}}=\frac{\dot{U}_{\mathrm{o}}}{\dot{I}_{i}R_{1}}=\frac{\dot{A}_{\mathrm{uif}}}{R_{1}}=-\frac{R_{\mathrm{f}}}{R_{1}}$$

【例 4.10】 某放大电路幅频特性如图 4.15 所示，反馈网络为纯电阻网络。

试：(1) 在波特图上作出相对应的相频特性；

(2) 写出 $\dot{A}$ 的表达式；

(3) 如果电路发生自激振荡，振荡频率约为多少？

(4) 若留有 45°的相位裕量，此时 $|\dot{F}|$ 最大值约为多少？

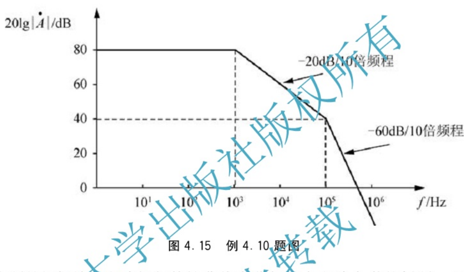


图 4.15　例 4.10 题图

【解】 本题是根据放大电路幅频特性曲线来分析放大电路自激的例题，显然可以根据幅频特性得到放大倍数、相频特性曲线，再来解决问题。

(1) 作出的相对应的相频特性如图 4.16 所示。

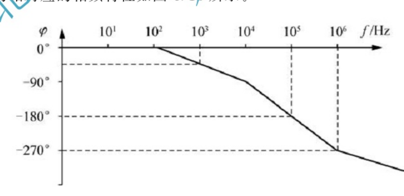


图 4.16　例 4.10 答案图

(2) $\dot{A}$ 的表达式为

$$\dot{A}=\frac{\pm 10^{4}}{\left(1+\mathrm{j}\frac{f}{10^{3}}\right)\left(1+\mathrm{j}\frac{f}{10^{5}}\right)^{2}}$$

(3) 对应相频特性－180°的频率为 10^5 Hz，即

$$f_o \approx 100\text{kHz}$$

(4) 保留45°的相位裕量，对应相频特性－135°的频率为$10^{4.5}$ Hz，再对应幅频特性可得

$20\lg|\dot{A}|=50\text{dB}$，即$20\lg|\dot{F}|<-50\text{dB}$，所以$|\dot{F}|<-10^{2.5}=0.0032$

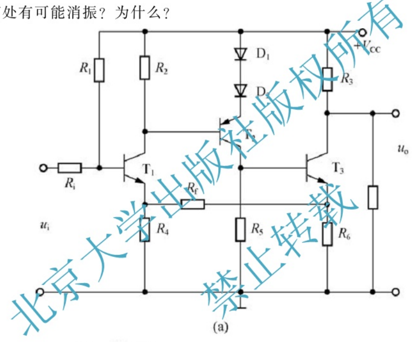
即 $$|\dot{F}|_{max}\approx 0.0032$$

【例4.11】 图4.17(a)所示放大电路$\dot{A}\dot{F}$的波特图如图4.17(b)所示。

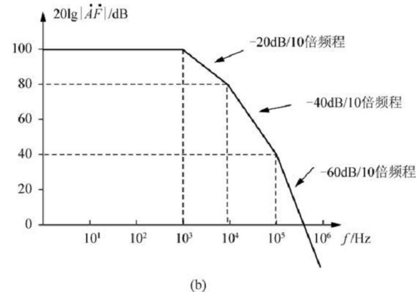
(1) 判断该电路是否会产生自激振荡？简述理由。

(2) 若电路产生了自激振荡，则应采用什么措施消振？要求在图中画出来。

(3) 若仅有一个50pF的电容，分别接在3个三极管的基极和地之间均未能消振，则将其接在何处有可能消振？为什么？

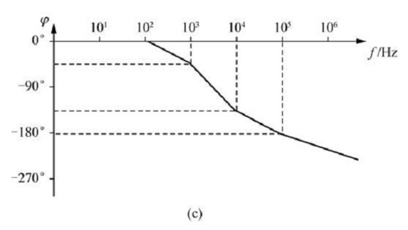


(a)



(b)

图4.17 例4.11图



(c)

图 4.17　例 4.11 图(续)

【解】这是通过幅频特性曲线来判断放大电路稳定性和怎样消除电路自激的问题，以及消除自激振荡的补偿措施。

(1) 该电路会产生自激振荡。作出与题图相对应的相频特性，如图 4.17(c)所示。就会看到对应 $\varphi_A+\varphi_F=-180°$时，$20\lg|\dot{A}\dot{F}|>0\text{dB}$，满足了产生自激振荡的条件。

(2) 消除自激振荡的措施很多。一般可采用简单滞后补偿(也叫窄带补偿或叫主极点补偿)，即在 T_2 管的基极与地之间接入电容。电容的容量可用公式计算与实验相结合的方法确定，其数值一般较大。如果要考虑放大电路的带宽，可采用 RC 滞后补偿或超前补偿消除自激振荡。

(3) 可在三极管 T_2 的基极与集电极之间跨接 50pF 的电容。这种补偿方法称为密勒效应补偿，通过密勒效应大大增加了 50pF 电容器的电容量，有利于消振，但以频带变窄为代价。

4.3　习题选编及答案

4.3.1　习题选编

一、选择题

1. 下列关于反馈的说法正确的是(　　)。

A. 在深度负反馈放大电路中，闭环放大倍数 $A_f=1/F$，它与反馈系数有关，而与放大电路开环时的放大倍数无关，因此基本放大电路的参数无实际意义

B. 若放大电路的负载固定，为使其电压放大倍数稳定，可以引入电压负反馈也可以引入电流负反馈

C. 只要在放大电路中引入反馈，就一定能使其性能得到改善

D. 电压负反馈可以稳定输出电压，流过负载的电流也就必然稳定，因此电压负反馈和电流负反馈都可以稳定输出电流，在这一点上电压负反馈和电流负反馈没有区别

2. 负反馈所能抑制的干扰和噪声是(　　)。

A. 输入信号所包含的干扰和噪声　　B. 输出信号中的干扰和噪声

C. 反馈环外的干扰和噪声　　D. 反馈环内的干扰和噪声

3. 一个单管共射放大电路如果通过电阻引入负反馈，则(　　)。

A. 一定会产生高频自激　　B. 可能产生高频自激

C. 一般不会产生高频自激　　D. 一定不会产生高频自激

4. 已知交流负反馈的4种组态：

A. 电压串联负反馈　　B. 电压并联负反馈

C. 电流串联负反馈　　D. 电流并联负反馈

欲达到电压—电流转换电路，应在放大电路中引入(　　)；欲将电流信号转换成与之成比例的电压信号，应在放大电路中引入(　　)；欲从信号源获得更大的电流，并稳定输出电流，应在放大电路中引入(　　)；欲减少电路从信号源索取的电流，增大带负载能力，应在放大电路中引入(　　)。

5. 对于放大电路，若无反馈网络，称为(　　)；若存在反馈网络，则称为(　　)。

A. 开环放大电路　　B. 闭环放大电路

C. 电压放大电路　　D. 电流放大电路

6. 根据反馈信号在输出端的取样方式不同，可分为(　　)反馈和(　　)反馈；根据反馈信号和输入信号在输入端的比较方式不同，可分为(　　)反馈和(　　)反馈。

A. 串联　　B. 并联　　C. 电压　　D. 电流

7. 需要一个阻抗变换电路，要求 R_i 小，R_o 大，应选(　　)负反馈放大电路。

A. 电压串联　　B. 电压并联　　C. 电流串联　　D. 电流并联

8. 深度负反馈的条件是指(　　)。

A. $1+AF \ll 1$　　B. $1+AF \gg 1$　　C. $1+AF \ll 0$　　D. $1+AF \gg 0$

9. 若负反馈深度 $|1+\dot{A}\dot{F}|<1$ 时，放大电路工作于(　　)状态。

A. 正反馈　　B. 负反馈　　C. 自激振荡　　D. 无反馈

10. 若负反馈深度 $|1+\dot{A}\dot{F}|=0$ 时，放大电路工作于(　　)状态。

A. 正反馈　　B. 负反馈　　C. 自激振荡　　D. 无反馈

11. 负反馈对输出电阻的影响取决于(　　)端的反馈类型，(　　)负反馈能够减少输出电阻，(　　)负反馈能够增大输出电阻；负反馈对输入电阻的影响取决于(　　)端的反馈类型，(　　)负反馈能够提高输入电阻，(　　)负反馈能够减少输入电阻。

A. 串联　　B. 并联　　C. 电压

D. 电流　　E. 输入　　F. 输出

12. 如图 4.18 所示，只存在交流负反馈的电路是(　　)，只存在直流负反馈的电路是(　　)，交、直流负反馈都存在的电路是(　　)。

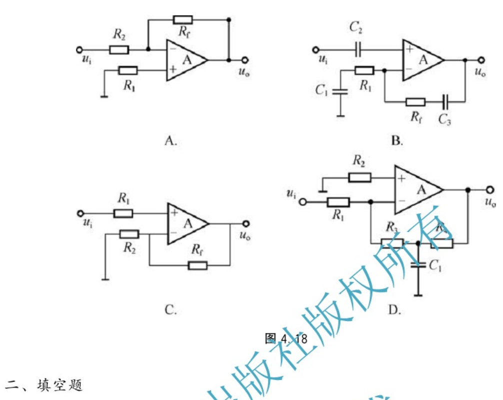


图 4.18

二、填空题

1. 反馈放大电路由(　　)和(　　)两部分组成。

2. 负反馈放大电路中，若反馈信号取样于输出电压，则引入的是(　　)反馈，若反馈信号取样于输出电流，则引入的是(　　)反馈，若反馈信号与输入信号以电压方式进行比较，则引入的是(　　)反馈，若反馈信号与输入信号以电流方式进行比较，则引入的是(　　)反馈。

3. 已知某放大电路的输入信号为 1mV，输出电压为 1V；当加上负反馈后达到同样的输出电压时，需加入输入电压为 10mV。该电路的反馈深度为(　　)，反馈系数为(　　)。若反馈条件不变，已知放大电路开环时的输出电阻为 1kΩ，非线性失真系数为 10%，闭环后的非线性系数将变为(　　)，如已知引入的是电压负反馈，则输出电阻将变为(　　)。

4. 对于串联负反馈放大电路，为使反馈作用强，应使信号源内阻尽可能(　　)(大或小)；对于并联负反馈放大电路，为使反馈作用强，应使信号源内阻尽可能(　　)(大或小)。

5. 一放大器的开环电压增益在 200～400 变化，为提高稳定性，现引入负反馈，$F=0.05$，则引入负反馈后，该放大器的增益的变化范围为(　　)至(　　)。

6. 若希望放大器从信号源索取的电流要小，可引入(　　)反馈，若希望电路在负载变化时，输出电流稳定，则可引入(　　)反馈，若希望电路在负载变化时，输出电压稳定，则可引用(　　)反馈。

7. 为组成满足下列要求的电路，应分别引入何种组态的负反馈：组成一个电压控制的电压源，应引入(　　)；组成一个由电流控制的电压源，应引入(　　)；组成一个电压控制的电流源，应引入(　　)；组成一个电流控制的电流源，应引入(　　)。

8. 由集成运算放大器组成的深度负反馈放大电路中，基本放大电路的两输入端具有(　　)和(　　)的特点。

9. 在深度负反馈放大电路中，净输入信号约为(　　)，输入信号约等于(　　)信号。

10. 已知一负反馈放大电路的开环放大倍数 $A=200$，反馈系数 $F=0.05$. 当温度变化使开环放大倍数变化±5%时，则闭环放大倍数的相对变化量为(　　)。

三、综合题

1. 某放大器开环放大倍数 A 变化±25%时，若要求其闭环放大倍数 A_f 的变化不超过±1%，若闭环放大倍数 $A_f=100$，则开环放大倍数和反馈系数应各为多少？

2. 判断图 4.19 所示电路的反馈类型。

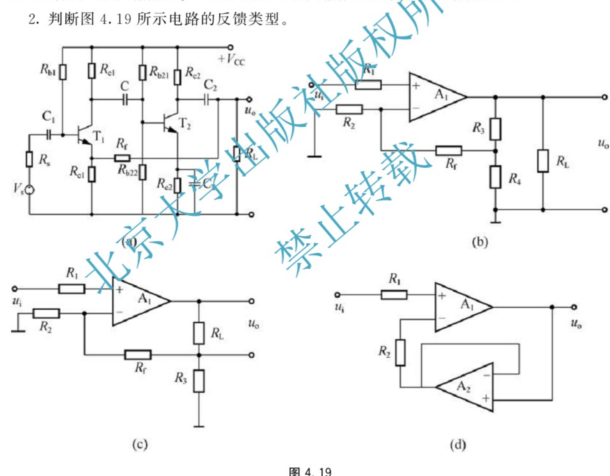


图 4.19

3. 判断图 4.20 所示各电路中是否引入了反馈，是直流反馈还是交流反馈，是正反馈还是负反馈。设图中所有电容对交流信号均可视为短路。

4. 判断图 4.20(d)～(h)分别引入了哪种组态的负反馈，并估算各电路在深度负反馈条件下的反馈系数、电压放大倍数。

图 4.20

5. 理想运放组成电路如图 4.20 所示的电路。判断该图电路的反馈极性，若为负反馈，讨论其组态，并求出闭环电压放大倍数。

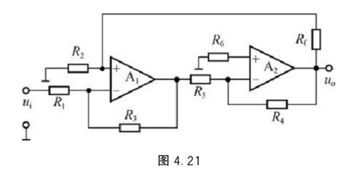


图 4.21

6. 运算放大器电路如图 4.22 所示，试问：

(1) 第一级和第二级放大电路各是什么反馈类型？



(2) 总的电压放大倍数$\dot{A}_u=\dot{U}_o/\dot{U}_i$有多大?

(3) 当负载 R_L 变化时，该电路能否稳定输出电压$\dot{U}_o$? 能否稳定输出电流$\dot{I}_o$?

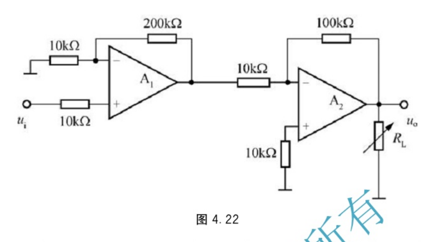


图 4.22

7. 理想运放电路如图 4.23 所示。判断该电路的反馈组态，计算深度负反馈条件下的$\dot{F}$、$\dot{A}_f$和$\dot{A}_{uf}$。

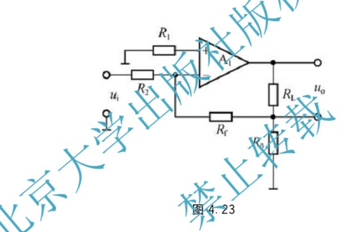


图 4.23

8. 深度负反馈放大电路如图 4.24 所示，试判断电路的反馈类型，并计算电压放大倍数。

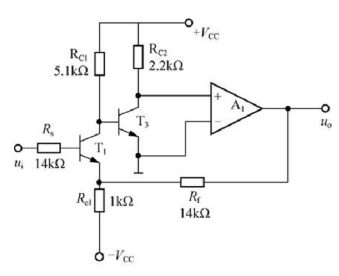


图 4.24

9．判断图 4.25 所示电路的反馈类型和极性；若 $R_1=R_2=1\text{k}\Omega$，$R_3=R_4=2\text{k}\Omega$，$u_i=1\text{V}$，求 u_o。假设集成运放是理想的。

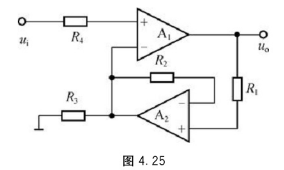


图 4.25

10．电路如图 4.26 所示。试问：若以稳压管的稳定电压 U_Z 作为输入电压，则当 R_2 的滑动端位置变化时，输出电压 u_o 的调节范围为多少？

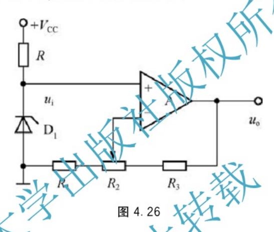


图 4.26

11．理想运放构成的反馈放大电路如图 4.27 所示。分析电路中反馈为何组态。电压放大倍数 A_{uf} 应为多大？若使反馈为并联的方式，电路应作何变动？改动后电路的电压放大倍数 A_{uf} 为多大？

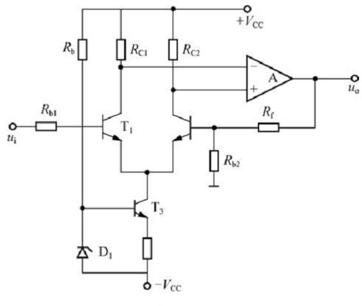


图 4.27

12. 已知负反馈放大电路的 $\dot{A}=\dfrac{10^4}{(1+\mathrm{j}\dfrac{f}{10^4})(1+\mathrm{j}\dfrac{f}{10^5})^2}$。

试分析：为了使放大电路能够稳定工作(即不产生自激振荡)，反馈系数的上限值为多少？

4.3.2 习题答案

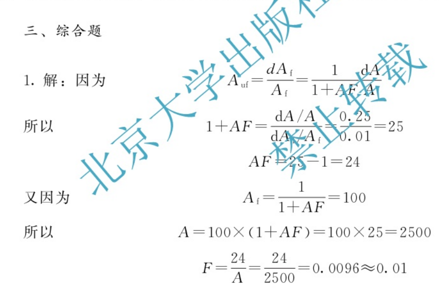
一、选择题

1. B；2. D；3. B；4. C、B、D、A；5. A、B；6. C、D(D，C)、A，B(B，A)；7. D；8. B；9. A；10. C；11. F，C，D，E，A，B；12. B，D，C，A

二、填空题

1.(基本)放大电路、反馈网络；2. 电压、电流、串联、并联；3. 11、0.01、0.1%、10Ω；4. 小、大；5. 18、19；6. 串联、电流、电压；7. 电压串联负反馈、电压并联负反馈、电流串联负反馈、电流并联负反馈；8. 虚短、虚断；9. 零、反馈信号；10. 0.83%

三、综合题



1. 解：因为

$$A_{\mathrm{uf}}=\frac{dA_{\mathrm{f}}}{A_{\mathrm{f}}}=\frac{1}{1+AF}\frac{dA}{A}$$

所以

$$1+AF=\frac{\mathrm{d}A/A}{\mathrm{d}A_{\mathrm{f}}/A_{\mathrm{f}}}=\frac{0.25}{0.01}=25$$

$$AF=25-1=24$$

又因为

$$A_{\mathrm{f}}=\frac{1}{1+AF}=100$$

所以

$$A=100\times(1+AF)=100\times25=2500$$

$$F=\frac{24}{A}=\frac{24}{2500}=0.0096\approx0.01$$

2. 解：图4.19(a)由 R_{f}、R_{e1} 引入交流电压串联负反馈；图4.19(b)由 R_{f} 引入交直流电压串联负反馈；图4.19(c)由 R_{f} 引入交直流电流串联负反馈；图4.19(d)由 A_2 引入交直流电压串联负反馈。

3. 解：图4.20(a)直流负反馈电路；图4.20(b)交、直流正反馈电路；图4.20(c)直流负反馈电路；图4.20(d)交、直流负反馈电路；图4.20(e)交、直流负反馈电路；图4.20(f)交、直流负反馈电路；图4.20(g)交、直流负反馈电路；图4.20(h)交、直流负反馈电路。

4. 解：图4.20(d)所示电路为电流并联负反馈电路。

反馈系数

$$\dot{F}=\frac{\dot{I}_{f}}{\dot{I}_{o}}=\frac{\dot{I}_{o}}{\dot{I}_{o}}=1$$

放大倍数

$$\dot{A}_{uf}=\frac{\dot{U}_{o}}{\dot{U}_{i}}=\frac{R_{L}\dot{I}_{o}}{R_{1}\dot{I}_{i}}=\frac{R_{L}}{R_{1}}$$

图 4.20(e)所示电路为电压串联负反馈电路。

反馈系数

$$\dot{F}=\frac{\dot{U}_{f}}{\dot{U}_{o}}=\frac{R_{1}\dot{I}_{f}}{(R_{1}+R_{3})\dot{I}_{f}}=\frac{R_{1}}{R_{1}+R_{3}}$$

放大倍数

$$\dot{A}_{uf}=\frac{\dot{U}_{o}}{\dot{U}_{i}}\approx\frac{\dot{U}_{o}}{\dot{U}_{f}}=\frac{R_{1}+R_{3}}{R_{1}}=1+\frac{R_{3}}{R_{1}}$$

图 4.20(f)所示电路为电压串联负反馈电路。

反馈系数

$$\dot{F}=\frac{\dot{U}_{f}}{\dot{U}_{o}}=\frac{R_{1}\dot{I}_{f}}{(R_{1}+0)\dot{I}_{f}}=1$$

放大倍数

$$\dot{A}_{uf}=\frac{\dot{U}_{o}}{\dot{U}_{i}}\approx\frac{\dot{U}_{o}}{\dot{U}_{f}}=\frac{R_{1}+0}{R_{1}}=1$$

图 4.20(g)所示电路为电压串联负反馈电路。

反馈系数

$$\dot{F}=\frac{\dot{U}_{f}}{\dot{U}_{o}}=\frac{R_{1}\dot{I}_{f}}{(R_{1}+R_{2})\dot{I}_{f}}=\frac{R_{1}}{R_{1}+R_{2}}$$

放大倍数

$$\dot{A}_{uf}=\frac{\dot{U}_{o}}{\dot{U}_{i}}\approx\frac{\dot{U}_{o}}{\dot{U}_{f}}=\frac{R_{1}+R_{2}}{R_{1}}=1+\frac{R_{2}}{R_{1}}$$

图 4.20(h)所示电路为电压串联负反馈电路。

反馈系数

$$\dot{F}=\frac{\dot{U}_{f}}{\dot{U}_{o}}=\frac{R_{1}\dot{I}_{f}}{(R_{1}+R_{3})\dot{I}_{f}}=\frac{R_{1}}{R_{1}+R_{3}}$$

放大倍数

$$\dot{A}_{uf}=\frac{\dot{U}_{o}}{\dot{U}_{i}}\approx\frac{\dot{U}_{o}}{\dot{U}_{f}}=\frac{R_{1}+R_{3}}{R_{1}}=1+\frac{R_{3}}{R_{1}}$$

5. 解：由 R_f 引入电压串联负反馈，$A_{uf}=1+\dfrac{R_f}{R_2}$。(把 A_1 和 A_2 看成一个运算放大器，等效为同相比例运放电路)

6. 解：(1) 第一级为电压串联负反馈放大电路，第二级为电压并联负反馈放大电路；

(2) 设 A_1 输出为 u_{o1}，据"虚断"和"虚短"得

$$A_1\text{运放：}\dot{U}_i=\frac{10\text{k}\Omega}{10\text{k}\Omega+200\text{k}\Omega}\dot{U}_{o1}，A_2\text{运放：}\frac{\dot{U}_{o1}}{10\text{k}\Omega}=\frac{\dot{U}_o}{100\text{k}\Omega}$$

联立上两式：可解得 $\dot{A}_u=\dfrac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i}=\dfrac{100\text{k}\Omega}{10\text{k}\Omega}\times\dfrac{10\text{k}\Omega+200\text{k}\Omega}{10\text{k}\Omega}=210$。

或利用运放知识：A_1 为同相比例运算放大器 $A_{u1}=1+\dfrac{200\text{k}\Omega}{10\text{k}\Omega}=21$，$A_2$ 为反相比例放大器 $A_{u2}=\dfrac{100\text{k}\Omega}{10\text{k}\Omega}=10$，则 $A_u=A_{u1}\times A_{u2}=21\times10=210$。

(3) 负载 R_L 变化时，该电路能稳定输出电压，不能稳定输出电流；输出取自 A_2 输出端，而该级引入的是电压负反馈，电压负反馈有稳定输出电压的作用而无稳定输出电流的作用。

7. 解：如图 4.28 所示，电路为电流并联负反馈；

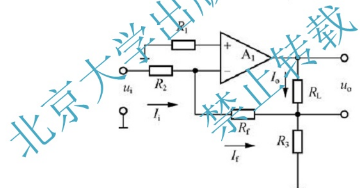


图 4.28

因为 $\dot{U}_+=\dot{U}_-=0$，所以反相输入端为虚地点，利用电阻分流公式有：

$$-I_f=\frac{R_3}{R_3+R_f}I_o$$

$$F_{ii}=\frac{\dot{I}_f}{\dot{I}_o}=-\frac{R_3}{R_3+R_f}$$

闭环放大倍数

$$\dot{A}_f=\dot{A}_{iif}=\frac{\dot{I}}{\dot{I}_i}\approx\frac{1}{\dot{F}_{ii}}=-(1+\frac{R_f}{R_3})$$

$$\dot{A}_{uf}=\frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i}=\frac{\dot{I}_oR_L}{\dot{I}_iR_2}=\dot{A}_{iif}\frac{R_L}{R_2}=-(1+\frac{R_f}{R_3})\frac{R_L}{R_2}$$

8. 解：R_f引入电压串联负反馈，显然 T_1管发射极电压为即为反馈电压 U_f，因为电路为深度负反馈，所以有$\dot{U}_i\approx\dot{U}_f$，所以，$\dot{A}_{uf}=\frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i}\approx\frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_f}=\frac{R_{e1}+R_f}{R_{e1}}=1+\frac{R_f}{R_{e1}}$。

9. 解：根据该图中运放电路的连接关系，A_2其实就是 A_1的反馈网络，这样就不难判断得出是电压串联反馈；又由瞬时极性法分析可知，是负反馈；故电路为电压串联负反馈放大电路。

电路如图 4.29 所示，据“虚短”和“虚断”有：

$$u_i=u_{o2}，\ u_{i2+}=u_{i2-}$$

$$i_{1+}=0，\ i_{2+}=0$$

$$u_{o2}=\frac{R_3}{R_2+R_3}u_{i2-}$$

所以，$u_o=\frac{R_2+R_3}{R_3}u_i$，故 $u_o=\frac{R_2+R_3}{R_3}u_i=\frac{1+2}{2}\times1\text{V}=1.5\text{V}$。

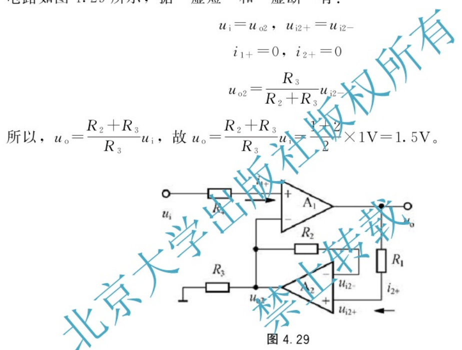


图 4.29

10. 解：由图可以看出，当 R_2滑动端调到最左边(靠近 R_1)时 u_o的输出为

$$u_{o1}=\frac{(R_1+R_2+R_3)U_Z}{R_1}=\left(1+\frac{R_2+R_3}{R_1}\right)U_Z$$

当 R_2滑动端调到最右边(靠近 R_3)时 u_o的输出为

$$u_{o2}=\frac{(R_1+R_2+R_3)U_Z}{R_1+R_2}=\left(1+\frac{R_3}{R_1+R_2}\right)U_Z$$

$$u_o=u_{o1}-u_{o2}=\left(1+\frac{R_2+R_3}{R_1}\right)U_Z-\left(1+\frac{R_3}{R_1+R_2}\right)U_Z$$

$$=\frac{R_2+R_3}{R_1}U_Z-\frac{R_3}{R_1+R_2}U_Z$$

故 u_o的调节范围为$\left(\frac{R_2+R_3}{R_1}6\right)\text{V}\sim\left(\frac{R_3}{R_1+R_2}6\right)\text{V}$。

另解：利用“虚短”、“虚断”可知，运放的 $u_{i-}=u_{i+}$、$i_{i-}=i_{i+}=0$；则流过 R_1、R_2、

R_3的电流相等。

当R_2滑动端调到最左边(靠近R_1)时，设输出为u_{o1}，则可列方程：

$$\frac{U_Z}{R_1}=\frac{u_{o1}}{R_1+R_2+R_3} \quad 或 \quad \frac{U_Z}{R_1}=\frac{u_{o1}-U_Z}{R_2+R_3}$$

解得

$$u_{o1}=\left(1+\frac{R_2+R_3}{R_1}\right)U_Z$$

当R_2滑动端调到最右边(靠近R_3)时，设输出为u_{o2}，则可列方程：

$$\frac{U_Z}{R_1+R_2}=\frac{u_{o2}}{R_1+R_2+R_3} \quad 或 \quad \frac{U_Z}{R_1+R_2}=\frac{u_{o2}-U_Z}{R_3}$$

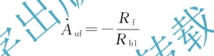
解得

$$u_{o2}=\left(1+\frac{R_3}{R_1+R_2}\right)U_Z$$

故u_o的调节范围为$\left(\frac{R_2+R_3}{R_1}6\right)$V～$\left(\frac{R_3}{R_1+R_2}6\right)$V。

11．解：电压串联负反馈，$\dot{A}_{uf}=1+\frac{R_f}{R_{b2}}$；

要改为电压并联负反馈，运放的反相、同相输入端互换，即R_f接回U_{b1}处



$$\dot{A}_{uf}=-\frac{R_f}{R_{b1}}$$

12．解：画出题中表达式的波特图、相频特性图，如图 4.30 所示。

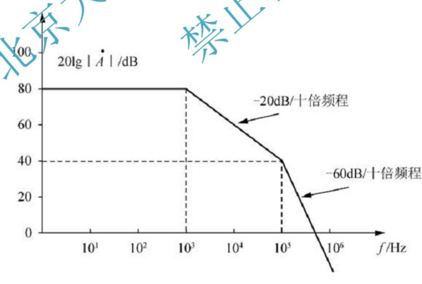


图 4.30

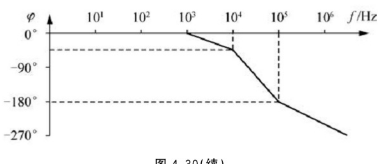


图 4.30(续)

由图可见，对应 $\varphi_A = -180°$ 时，$20\lg|\dot{A}| = 60\ \text{dB}$，而 $20\lg|\dot{A}| + 20\lg|\dot{F}| \geqslant 0$ 时，将产生自激振荡，因此要求 $20\lg|\dot{F}| < -60\text{dB}$，即 $F < 10^{-3}$，故反馈系数的上限值为0.001。

第5章 信号的运算与处理电路

本章教学要点

本章主要讨论集成运算放大器在运算电路、有源滤波电路、电压比较器方面的应用。各知识点的基本要求见下表。

<table>
<tr><th colspan="2">知识要点</th><th>掌握程度</th><th>相关知识</th></tr>
<tr><td colspan="2">理性运算放大器的概念</td><td>理解、熟悉</td><td></td></tr>
<tr><td colspan="2">“虚短”、“虚断”、“虚地”的概念</td><td>重点掌握</td><td></td></tr>
<tr><td rowspan="5">运算电路</td><td>比例运算电路</td><td rowspan="2">重点掌握</td><td rowspan="5">KCL，KVL</td></tr>
<tr><td>加减运算电路</td></tr>
<tr><td>积分微分电路</td><td>掌握</td></tr>
<tr><td>对数指数运算电路</td><td rowspan="2">了解</td></tr>
<tr><td>模拟乘法运算电路</td></tr>
<tr><td rowspan="4">有源滤波</td><td>低通滤波</td><td>重点掌握</td><td rowspan="4">传递函数的列写和分析</td></tr>
<tr><td>高通滤波</td><td>掌握</td></tr>
<tr><td>带通滤波</td><td>熟悉</td></tr>
<tr><td>带阻滤波</td><td>熟悉</td></tr>
<tr><td rowspan="3">电压比较器</td><td>单限比较器</td><td>重点掌握</td><td></td></tr>
<tr><td>滞回比较器</td><td>掌握</td><td></td></tr>
<tr><td>窗口比较器</td><td>熟悉</td><td></td></tr>
</table>

5.1 基本知识点及重点难点剖析

5.1.1 理想运放的条件及特点

1. 理想运放的性能指标

(1) 开环差模电压增益 $A_{vd}\to\infty$；(2) 差模输入电阻 $R_{id}\to\infty$；
(3) 差模输出电阻 $R_{od}\to 0$； (4) 共模抑制比 $K_{CMR}\to\infty$；
(5) 开环带宽 $BW\to\infty$； (6) 失调电压及其温漂 $U_{IO}\to 0$，$\Delta U_{IO}/\Delta T\to 0$；
失调电流及其温漂 $I_{IO}\to 0$，$\Delta I_{IO}/\Delta T\to 0$。

2. 理想运放的电压传输特性

理想运放的电压传输特性，如图 5.1 所示。

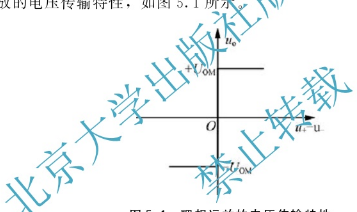


图 5.1 理想运放的电压传输特性

3. 理想运放的特点

(1) 线性区。集成运放工作在线性区的特征是电路引入了负反馈。在线性区的两大特点如下。

① “虚短”，即 $u_+\approx u_-$。

② “虚断”，即 $i_+=i_-\approx 0$。

务必牢记这两点，是解题的依据。

(2) 非线性区。若集成运放处于开环状态或引入了正反馈，则其工作在非线性区。在非线性区的两大特点如下。

① $u_+>u_-$，$u_o=+U_{OM}$；$u_+<u_-$，$u_o=-U_{OM}$。

② “虚断”，即 $i_+=i_-\approx 0$。

5.1.2 运算电路

1. 基本运算电路

基本运算电路及运算关系见表 5-1。

表 5-1 基本运算电路及运算关系

		电路结构	电路的基本运算关系和特点
比例运算	反相	$R_P=R_1//R_f$	$A_u=-R_f/R_1$ 特点： 1. 输入信号接入反相输入端，其输出信号与输入信号反相 2. 电路不存在共模信号 3. 放大倍数可以大于 1，可以小于 1，也可以等于 0 4. 因为电路引入电压并联负反馈，故电路的输入阻抗较低，即 $R_i=R_1$
	同相	$R_P=R_1//R_f$	$A_u=1+R_f/R_1$ 特点： 1. 输入信号接入同相输入端，故其输出信号与输入信号同相 2. 电路存在共模信号，故应选用共模抑制比高的集成运放 3. 放大倍数只能大于或等于 1 4. 因为电路引入电压串联负反馈，故其输入阻抗很高
加减运算	反相加法	$R_P=R_1//R_2//R_f$	$u_o=-\left(\frac{R_f}{R_1}u_1+\frac{R_f}{R_2}u_2\right)$ 电路的特点与反相比例运算电路的特点类似
	同相加法		$u_o=\left(1+\frac{R_f}{R_1}\right)\left(\frac{R_3}{R_2+R_3}u_{i1}+\frac{R_2}{R_2+R_3}u_{i2}\right)$ 电路的特点与同相比例运算电路的特点类似

续表

		电路结构	电路的基本运算关系和特点
加减运算	减法		$u_o=\left(1+\frac{R_f}{R_1}\right)\left(\frac{R_3}{R_2+R_3}u_{i2}\right)-\frac{R_f}{R_1}u_{i1}$ 如果选取电阻值满足 $R_f/R_1=R_3/R_2$，则有 $u_o=\frac{R_f}{R_1}(u_{i2}-u_{i1})$ 即输出电压与两个输入电压之差成比例 该电路也存在共模信号，故应选用共模抑制比高的集成运放，才能保证一定的运算精度。另外该电路还可用两级反相求和运算电路实现，此时电路不存在共模信号
微分运算 积分运算	反相微分		利用虚短、虚断的概念和基尔霍夫电流定理及电容端电压可得 $u_o=-\frac{1}{RC}\int u_i\mathrm{d}t$ 上式表明输出电压为输入电压对时间的积分。 在求解 t_1 到 t_2 时间段的积分电压值时 $u_o=\frac{1}{RC}\int_{t1}^{t2}u_i\mathrm{d}t+u_o(t_1)$ 式中 $u_o(t_1)$ 为 t_1 时刻电容上存的初始电压
	反相积分		$u_o=-RC\frac{\mathrm{d}u_i}{\mathrm{d}t}$ 微分运算电路也可进行波形变换 例如：将方波变成尖脉冲
对数与指数运算	对数		$u_o=-u_D=-U_T\ln\frac{u_i}{I_sR}$ 由上式可知，输出电压和输入电压成对数关系。 u_o受温度影响大，u_i必须大于零，u_o动态范围小
	指数		$u_o=-i_RR=-I_sRe^{u_i/U_T}$ u_o受温度影响大，u_i必须小于零



2. 乘法和除法电路

通常可以使用两种不同的方法来实现乘法和除法运算。

1) 利用对数与指数运算电路实现乘法和除法运算

利用对数与指数运算电路实现乘法和除法运算，其实现的原理如图 5.2 所示。

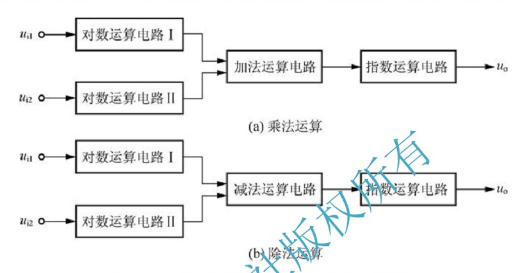


图 5.2 利用对数和指数运算电路实现乘、除法器

2) 集成模拟乘法器

(略)。

5.1.3 有源滤波电路

对于信号的频率具有选择性的电路称为滤波电路，它的功能是使特定频率范围内的信号通过，而阻止其他频率信号通过。滤波电路的难点在于如何进行电路分析，以及滤波器品质因数对滤波性能的影响。

1. 滤波电路的基础知识

1) 滤波电路的种类

按工作频率的不同，滤波器可分为以下几种类型。

LPF：通带为 $0<f<f_p$ 的频率范围，阻带为 $f>f_p$ 的频率范围。

HPF：通带为 $f>f_p$ 的频率范围，阻带为 $0<f<f_p$ 的频率范围。

BPF：通带为 $f_{p1}<f<f_{p2}$ 的频率范围，阻带为 $f<f_{p1}$ 和 $f>f_{p2}$ 的频率范围。

BEF：通带为 $f<f_{p1}$ 和 $f>f_{p2}$ 的频率范围，阻带为 $f_{p1}<f<f_{p2}$ 的频率范围。

APF：通带为 $0<f<\infty$ 的频率范围，无阻带。

2) 滤波电路幅频特性中的概念

通带：能够通过的信号频率范围。

阻带：受阻或衰减的信号频率范围。

通带放大倍数：通带输出电压与输入电压之比。

通带截止频率 f_p：此频率所对应的放大倍数为通带放大倍数的 $1/\sqrt{2}$ 倍。

3）无源滤波电路和有源滤波电路的差异

由无源源件(如 R、C、L 等)组成的滤波电路称为无源滤波电路。此电路的输出负载特性较差，即输出会随着负载的变化而变化。

有源滤波电路由无源滤波电路加有源源件(如晶体管、集成运放等)所组成。此种电路具有输入阻抗高、输出阻抗低的特点，有较强的带负载能力。

2. 有源滤波器

在分析有源滤波器电路时，要利用虚短、虚断的概念结合电压法列出电路放大倍数的传递函数。

(1) 一阶 RC 有源滤波电路见表 5-2。

表 5-2　一阶 RC 有源滤波电路

电路名称	电路结构	传递函数	波特图
LPF		$A(s)=\dfrac{A_0}{1+s/\omega_0}$ 其中：$A_0=1+\dfrac{R_f}{R_1}$(通带内增益) $\omega_0=\dfrac{1}{RC}$(上限截止角频率)	
HPF		$A(s)=\dfrac{A_0}{1+\omega_0/s}$ 其中：$A_0=1+\dfrac{R_f}{R_1}$(通带内增益) $\omega_0=\dfrac{1}{RC}$(下限截止角频率)	
APF		$A(s)=-\dfrac{s-\omega_0}{s+\omega_0}$ 其中：$\omega_0=\dfrac{1}{RC}$	

(2) 二阶滤波电路的传递函数见表 5-3。

表 5-3　二阶滤波电路的传递函数

滤波器类型	传递函数	通带增益
LPF(低通)	$A(s)=\dfrac{a_0}{s^2+\dfrac{\omega_0}{Q}s+\omega_0^2}$	$A(0)=-\dfrac{a_0}{\omega_0^2}$
HPF(高通)	$A(s)=\dfrac{a_2 s^2}{s^2+\dfrac{\omega_0}{Q}s+\omega_0^2}$	$A(\infty)=a_2$
BPF(带通)	$A(s)=\dfrac{a_1 s}{s^2+\dfrac{\omega_0}{Q}s+\omega_0^2}$	$A(\omega_0)=-\dfrac{a_1 Q}{\omega_0}$
BEF(带阻)	$A(s)=\dfrac{a_2(s^2+\omega_0^2)}{s^2+\dfrac{\omega_0}{Q}s+\omega_0^2}$	$A(0)=A(\infty)=a_2$
APF(全通)	$A(s)=a_2\dfrac{s^2-\dfrac{\omega_0}{Q}s+\omega_0^2}{s^2+\dfrac{\omega_0}{Q}s+\omega_0^2}$	$A(\omega)=a_2$

表中，Q 是滤波电路的品质因数，它的物理意义是当 $\omega=\omega_0$ 时电压放大倍数与通带放大倍数之比。当 $Q=0.707$ 时，幅频特性最平坦，LPF 和 HPF 可以获得最大平坦的幅频响应(巴特沃思滤波器)；当 $Q>0.707$ 时，LPF 和 HPF 幅频响应将出现峰值；当 Q 趋于无穷大时，会产生自激振荡，滤波电路就变成了振荡电路。

实现电路可以是压控电压源二阶滤波器，或者是无限增益多路反馈滤波器。

5.1.4　电压比较器

1. 电压比较器的特点及分类

(1) 电压比较器是一种常用的将模拟量转变成数字量的信号处理电路。由于比较器的输出只有高电平和低电平两种状态，所以其中的集成运放常常工作在非线性区。从电路结构来看，运放处于开环状态或者引入正反馈。

(2) 在比较器电路中，集成运放通常工作在开环或正反馈状态。被比较的信号可以是同相输入，也可以是反相输入。

(3) 电压比较器可分为单限比较器、迟滞比较器和窗口比较器等。单限比较器只有一个门限(阈值)电压，而迟滞比较器和窗口比较器有两个门限(阈值)电压。

2. 电压比较器的分析方法

(1) 根据 u_i 使 u_o 跳变的条件(即比较 u_+ 和 u_- 的大小)，估算门限(阈值)电压。

(2) 分析当 u_i 由低到高和由高到低变化时 u_o 的变化规律，特别注意迟滞比较器中当 u_i 正向和负向变化时，具有不同的门限(阈值)电压。

（3）画出比较器的电压传输特性。

（4）根据 u_i的波形和电压传输特性画出 u_o的波形。

3. 常用电压比较器

常用电压比较器及其传输特性见表 5－4。

表 5－4　常用电压比较器

类型	电路结构	传输特性	阈值电压	特点
单限比较器			$U_{TH}=U_{REF}$ U_{REF} 可正、可负、可为零。 当 U_{REF} 为零时，即为过零电压比较器	电路简单，灵敏度高，抗干扰能力差
迟滞比较器			$U_{TH1}=\dfrac{R_1U_{REF}+R_2U_Z}{R_1+R_2}$ $U_{TH2}=\dfrac{R_1U_{REF}-R_2V_Z}{R_1+R_2}$ $\Delta U_T=\dfrac{2R_2}{R_1+R_2}U_Z$	有两个门限电平，抗干扰能力强，但灵敏度低
窗口比较器			$u_i>U_{RH}$ 时，$u_o=U_{OH}$； $u_i<U_{RL}$ 时，$u_o=U_{OH}$； $U_{RL}<ui<U_{RH}$ 时， $u_o=U_{OL}$	判断输入电压是否处在两个已知电平之间，常用于自动测试、故障检测等场合

5.2　典型例题精解

【例 5.1】 分别按下列要求设计一个比例放大电路。

要求画出电路，并标出各电阻。

（1）电压放大倍数等于-5，输入电阻约为 20kΩ；

（2）电压放大倍数等于$+5$，且当$U_i=0.75$V 时，反馈电阻 R_F 中的电流等于 0.1mA。



分析：该题的目的是要熟悉反算比例运算。

【解】 (1) 设计一个反相比例器。当 $R_1=20\text{k}\Omega$，由

$$A_u=\frac{U_o}{U_i}=-\frac{R_F}{R_1}=-5$$

即 $$-\frac{R_F}{20}=-5$$

则 $$R_F=20\times5=100\text{k}\Omega,\ R'=100/\!/20\approx16.7\text{k}\Omega$$

电路如图 5.3(a)所示。

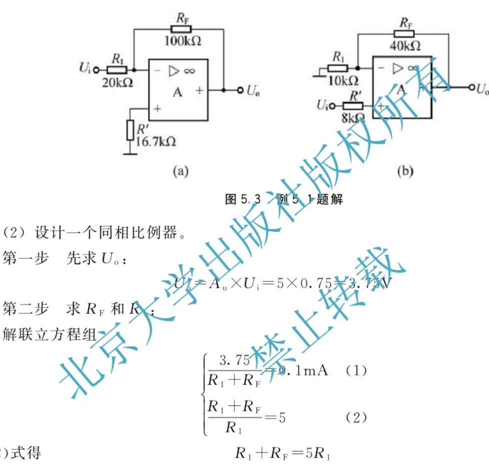


图 5.3　例 5.1 题解

(2) 设计一个同相比例器。

第一步　先求 U_o：

$$U_o=A_u\times U_i=5\times0.75=3.75\text{V}$$

第二步　求 R_F 和 R_1：

解联立方程组

$$\begin{cases}\dfrac{3.75}{R_1+R_F}=0.1\text{mA} & (1)\\[2ex] \dfrac{R_1+R_F}{R_1}=5 & (2)\end{cases}$$

由(2)式得 $$R_1+R_F=5R_1$$

即 $$R_F=4R_1$$

取 $R_F=40\text{k}\Omega$，则 $R_1=\dfrac{40}{4}=10\text{k}\Omega$。

第三步　确定平衡电阻 R'：

$$R'=R_1/\!/R_F=10/\!/40=8\text{k}\Omega$$

电路如图 5.3(b)所示。

【例 5.2】 电路如图 5.4 所示，设各集成运放均是理想的，试求电路的输出电压 U_o 值。

分析：本题用来熟悉基本运算电路的电路结构和运算表达式。其中 A_1 为反相求和电路，A_2 为同相求和电路，A_3 为典型差放，U_{o1} 和 U_{o2} 作为它的输入信号。此题为基本题，先读图，后用公式。



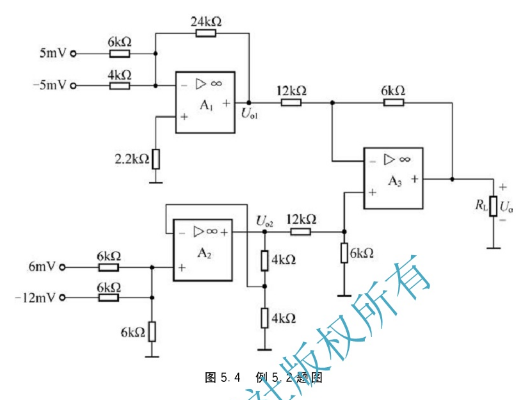


图 5.4　例 5.2 题图

【解】 直接运用相关求和电路的公式，对 A_1 有

$$U_{o1}=-24/6\times5-24/4\times(-5)=10\text{mV}$$

对 A_2 级，有

$$R_n=4/\!/4=2\text{k}\Omega$$

$$R_p=6/\!/6/\!/6=\frac{6}{3}=2\text{k}\Omega$$

可见，$R_n=R_p$。因此

$$U_{o2}=4\times\left(\frac{6}{6}-\frac{12}{6}\right)=-4\text{mV}$$

由差放公式

$$U_o=-\frac{R_F}{R_1}(U_{o2}-U_{o1})=-\frac{6}{12}\times(-4-10)=7\text{mV}$$

【例 5.3】 电路如图 5.5 所示，设运放是理想的，试推导 A_{uf} 的表达式。并用该电路设

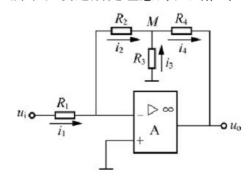


图 5.5　例 5.3 题图

计一个输入电阻为 1MΩ，闭环增益为 100 倍的反相输入比例放大器，且要求使用的电阻阻值均不得大于 1MΩ，试确定各电阻元件的阻值。

分析：本题用来熟悉运算放大器电路分析方法；以及“虚短”和“虚断”概念的运用。

【解】 因为运放是理想的，所以可利用“虚短”和“虚断”的条件，即：

$$u_- \approx u_+ = 0,\ i_- = i_+ \approx 0$$

故而由图可得

$$\begin{cases} i_1 = i_2 \\ i_4 = i_2 + i_3 \end{cases}$$

即：

$$\left.\begin{aligned} &\frac{u_i}{R_1} = -\frac{u_M}{R_2} \\ &\frac{u_M - u_o}{R_4} = -\frac{u_M}{R_2} - \frac{u_M}{R_3} \end{aligned}\right\} \longrightarrow A_{uf} = \frac{u_o}{u_i} = -\frac{R_2}{R_1}\left(1 + \frac{R_4}{R_2} + \frac{R_4}{R_3}\right)$$

利用该电路设计一输入电阻为 1MΩ，闭环增益为 100 倍的反相输入比例放大器。

根据输入电阻的要求，选择 $R_1 = 1\text{M}\Omega$。鉴于所有电阻的阻值不得超过 1MΩ，并考虑到尽量减少电阻元件的类型，可选取 $R_2 = R_4 = 1\text{M}\Omega$。然后根据增益的要求，可确定 $R_3 = 10.2\text{k}\Omega$。

该电路与基本反相比例放大器相比，可以用不大于 1MΩ 的电阻元件来实现输入电阻为 1MΩ，闭环增益为 100 倍的反相放大器。而对于基本反相比例放大器，为了具有 100 倍的反相增益又具有 1MΩ 的输入电阻时，其反馈电阻 R_f 要高达 100MΩ。结果导致由于精度问题而难以精确地实现 100 倍的反相增益。因此，在要求高输入电阻的反相比例放大器中，常常用这种 T 形网络来代替单个的反馈电阻 R_f，从而可使电路用较小的电阻来实现高阻输入的反相放大。

【例 5.4】 设图 5.6 各电路中的集成运放是理想的，试分别求出它们的输出电压与输入电压的函数关系式。

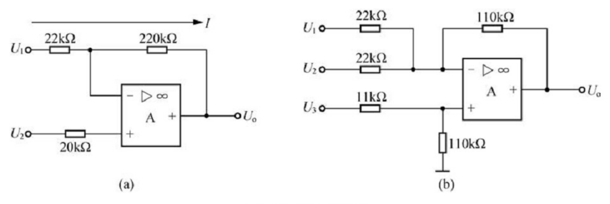


图 5.6　例 5.4 题图

分析：该题的目的是求输出与输入的函数关系，要熟练运用虚短和虚断。



【解】图 5.6(a)是一个双端输入运放(一般差放)，但不是差放的典型形式，因此不能套用差放公式计算。解题的方法不是唯一的。

方法一：利用虚断($I_-\approx 0$)及虚短($U_-\approx U_+=U_2$)概念列电流方程式求解。

$$\frac{U_1-U_2}{22}=\frac{U_2-U_o}{220}$$

解出

$$U_o=11U_2-10U_1$$

方法二：因为有两个信号同时作用，可利用叠加原理求解。

当 U_1 单独作用时(令 $U_2=0$)，电路相当于反相比例器。

$$U_o'=\frac{-R_F}{R_1}U_1=-\frac{220}{22}U_1=-10U_1$$

当 U_2 单独作用(令 $U_1=0$)时，电路相当于同相比例器。

$$U_o''=(1+\frac{R_F}{R_1})U_2=(1+\frac{220}{22})U_2=11U_2$$

叠加

$$U_o=U_o'+U_o''=11U_2-10U_1$$

对于图 5.6(b)，电路有 3 个输入信号同时作用，利用叠加原理求解。

当 $U_3=0$ 时，U_1、U_2 同时作用，电路相当于反相求和，可用公式计算输出端的电压响应。

$$U_o'=-\left(\frac{110}{22}U_1+\frac{110}{22}U_2\right)=-5(U_1+U_2)$$

当 $U_1=U_2=0$ 时，U_3 单独作用电路相当于同相比例器，可用公式计算输出端的电压响应。值得注意的是，反相端的输入电阻应为两个电阻的并联值。

$$R_1=22/\!/22=11\text{k}\Omega$$

$$U_+=\frac{110}{11+110}U_3\approx 0.9U_3$$

代入公式

$$U_o''=(1+\frac{R_F}{R_1})\cdot U_+=\left(1+\frac{110}{11}\right)\cdot 0.9U_3\approx 10U_3$$

叠加

$$U_o=U_o'+U_o''=-5(U_1+U_2)+10U_3$$

【例 5.5】设理想集成运放电路如图 5.7 所示。设输入电压 u_{i1} 为三角波，变化范围为 0～3V，u_{i2} 为在 0～4V 之间变化的方波。分析电路，根据电路特性画输出电压 u_o 的波形，注明电压变化范围。

分析：该电路是一个减法器电路，运用公式，注意对各点电压进行计算。

【解】计算后画出图形如图 5.7(a)所示。

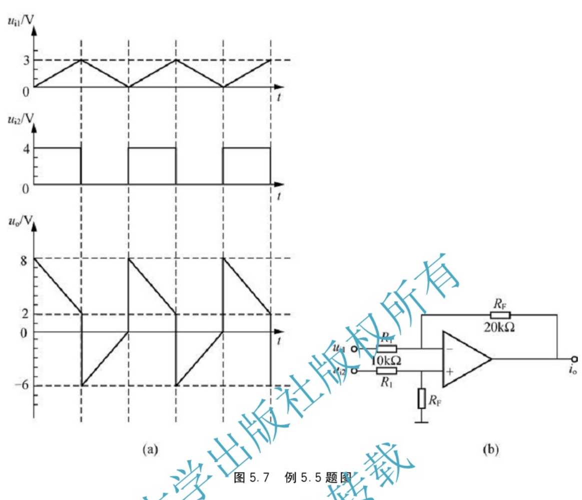


图 5.7　例 5.5 题图

【例 5.6】在图 5.8 所示电路中，已知输入电压 u_i 的波形如图 5.8(b)所示，当 $t=0$ 时 $u_C=0$。

试画出输出电压 u_o 的波形。

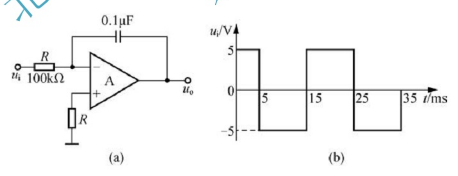


图 5.8　例 5.6 题图

分析：这是一个积分电路，代入积分公式相关参数即可求解。

【解】输出电压的表达式为 $u_o=-\dfrac{1}{RC}\int_{t_1}^{t_2}u_i\mathrm{d}t+u_o(t_1)$

当 u_i 为常量时：



$$u_o=-\frac{1}{RC}u_1(t_2-t_1)+u_o(t_1)=-\frac{1}{10^5\times10^{-7}}u_1(t_2-t_1)+u_o(t_1)$$
$$=-100u_1(t_2-t_1)+u_o(t_1)$$

若 $t=0$ 时 $u_o=0$，则

当 $t=5\text{ms}$ 时，$u_o=-100\times5\times5\times10^{-3}\text{V}=-2.5\text{V}$。

当 $t=15\text{ms}$ 时，$u_o=[-100\times(-5)\times10\times10^{-3}+(-2.5)]\text{V}=2.5\text{V}$。

因此输出波形如图 5.9 所示。

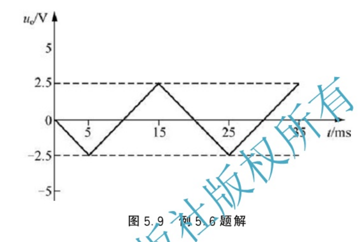


图 5.9　例 5.6 题解

【例 5.7】 一高输入电阻的桥式放大电路如图 5.10 所示，设各集成运放是理想的。试写出 $u_o=(\delta)$ 的表达式($\delta=\Delta R/R$)。

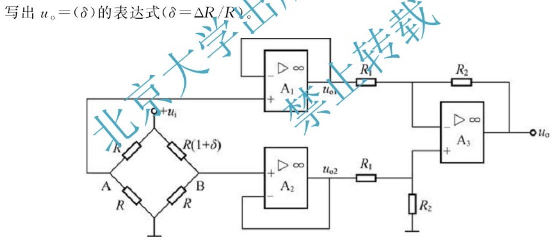


图 5.10　例 5.7 题图

分析：解题要熟悉电压跟随器电路的特点以及差动比例放大器的结构。

【解】 由于 A_1、A_2 组成电压跟随器电路，A_3 组成差动比例放大器，所以有

而
$$\left.\begin{aligned}u_o&=\frac{R_2}{R_1}(u_{o2}-u_{o1})=\frac{R_2}{R_1}(u_B-u_A)\\u_A&=\frac{R}{R+R}u_i=\frac{1}{2}u_i\\u_B&=\frac{R}{R+R(1+\delta)}u_i=\frac{1}{2+\delta}u_i\end{aligned}\right\}\Rightarrow u_o=\frac{R_2}{R_1}\left(\frac{-\delta}{4+2\delta}\right)u_i$$

【例 5.8】图 5.11(a)所示电路中，已知 $U_{REF}=2V$，稳压管的 $U_Z=6.3V$，$U_D=0.7V$。(1) 试分析比较特性 $u_o \sim u_i$；(2)当 $u_i(t)=5\sin\omega t$(V)时，试画出 $u_o(t)$的波形。

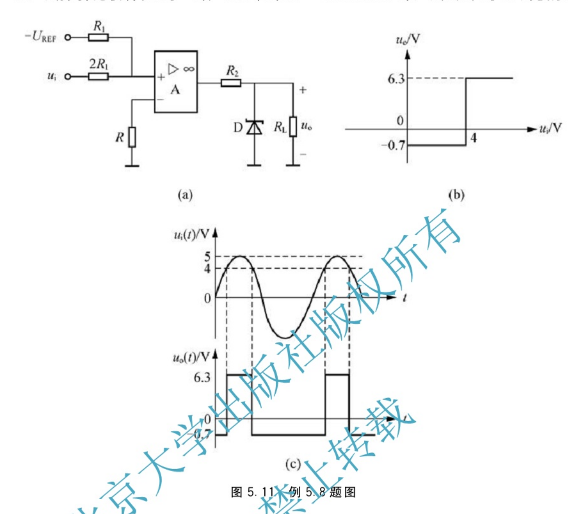


图 5.11 例 5.8 题图

分析：该电路为同相输入单限电压比较器用来熟悉单限电压比较器的分析方法。

【解】由图可知

当 $u_+ > u_-$ 时，$u_o=U_{OH}=6.3V$；当 $u_+ < u_-$ 时，$u_o=U_{OL}=-0.7V$。

而 $u_+=\dfrac{R_1}{R_1+2R_1}u_i+\dfrac{2R_1}{R_1+2R_1}(-U_{REF})=\dfrac{1}{3}u_i-\dfrac{4}{3}$，$u_-=0$

故得当 $u_i>4V$ 时，$u_o=U_{OH}=6.3V$；当 $u_i<4V$ 时，$u_o=U_{OL}=-0.7V$。由此画出的比较特性及 $u_o(t)$的波形分别如图 5.11(b)、(c)所示。

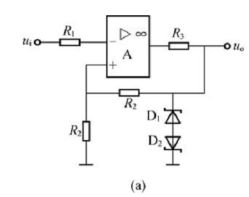
【例 5.9】图 5.12 所示电路中，已知运放的最大输出电压为±14V，$U_{REF}=2V$，稳压管的 $U_Z=6.3V$，$U_D=0.7V$，设 D 为理想二极管。(1)试分析比较特性 $u_o \sim u_i$；(2)当$u_i(t)=10\sin\omega t$(V)时，试画出 $u_o(t)$的波形。

分析：该电路用于熟悉迟滞电压比较器的分析。

【解】图 5.12(a)、(b)均为反相输入迟滞电压比较器。

(1) 图 5.12(a)中，电路输出的高、低电平分别为：

$$U_{OH}=U_Z+U_D=6.3+0.7=7V；U_{OL}=-(U_Z+U_D)=-(6.3+0.7)=-7V$$



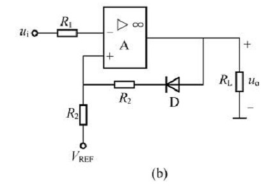


图 5.12　例 5.9 题图

所以，该比较器的上、下门限电平分别为：

$$U_{TH}=\frac{R_2}{R_2+R_2}U_{OH}=3.5V;\ U_{TL}=\frac{R_2}{R_2+R_2}U_{OL}=-3.5V$$

又因为该电路为反相输入迟滞电压比较器，故得其 $u_o \sim u_i$ 特性及 $u_o(t)$ 的波形分别如图 5.13(a)、(b)所示。

(2) 在图 5.12(b)中，电路输出的高、低电平分别为：$U_{OH}=14V$，$U_{OL}=-14V$。

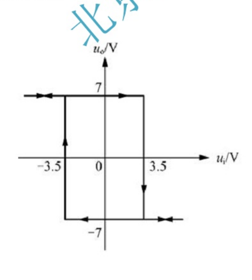
当 $u_o=U_{OH}$ 时，D 导通，可得上门限电平为：

$$U_{TH}=\frac{R_2}{R_1+R_2}U_{OH}+\frac{R_2}{R_2+R_2}U_{REF}=8V$$

当 $u_o=U_{OL}$ 时，D 截止，可得下门限电平为

$$U_{TL}=U_{REF}=2V$$

又因为该电路为反相输入迟滞电压比较器，故得其 $u_o \sim u_i$ 特性及 $u_o(t)$ 的波形分别如图 5.13(c)、(d)所示。



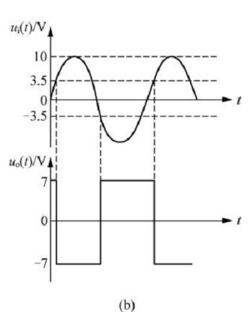
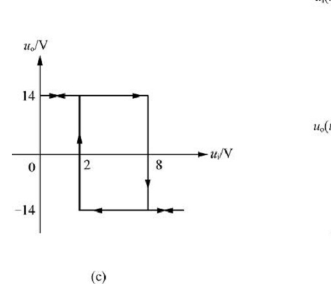


图 5.13　例 5.9 题解



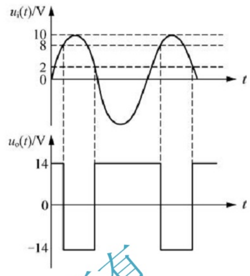


图 5.13　例 5.9 题解(续)

【例 5.10】 电路如图 5.14 所示，设 A_1、A_2 为理想运放。(1)求 $A_1(s)=V_{o1}(s)/V_i(s)$ 及 $A(s)=V_o(s)/V_i(s)$；(2)根据导出的 $A_1(s)$ 和 $A(s)$ 的表达式判断它们分别属于什么类型的滤波电路。

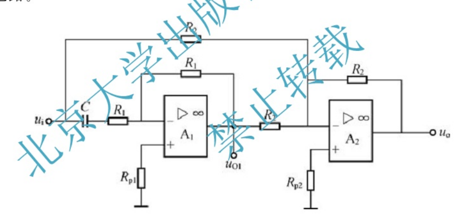


图 5.14　例 5.10 题图

分析：本题用于熟悉和掌握有源滤波器的分析方法。

【解】 (1) 对于第一级电路，由于 $u_{-1}\approx u_{+1}=0$，$i_{-1}=i_{+1}\approx 0$，所以有：

$$\frac{U_i(s)}{R_1+1/sC}=-\frac{U_{o1}(s)}{R_1}\longrightarrow A_1(s)=\frac{U_{o1}(s)}{U_i(s)}=-\frac{sR_1C}{1+sR_1C}$$

A_2 为反相求和运算电路，所以有：

$$A(s)=\frac{V_o(s)}{U_i(s)}=-\frac{1}{1+sR_1C}$$

令 $s=j\omega$，可得 $A_1(j\omega)=-\dfrac{j\omega R_1C}{1+j\omega R_1C}=-\dfrac{1}{1-j\omega_L/\omega}$，其中：$\omega_L=\dfrac{1}{R_1C}$

$$|A_1(j\omega)|=\frac{1}{\sqrt{1+(\omega_L/\omega)^2}}$$



$$\left.\begin{array}{l}\text{当 }\omega \ll \omega_L\text{时，}|A_1(j\omega)| \to 0;\\ \text{当 }\omega = \omega_L\text{时，}|A_1(j\omega)| = 1\sqrt{2}\\ \text{当 }\omega \gg \omega_L\text{时，}|A_1(j\omega)| \to 1\end{array}\right\} \longrightarrow \text{一阶高通滤波器}$$

令 $s=j\omega$，可得：$A(j\omega)=-\dfrac{1}{1+j\omega R_1C}=-\dfrac{1}{1+j\omega/\omega_H}$，其中：$\omega_H=\dfrac{1}{RC}$

$$\left.\begin{array}{l}\text{当 }\omega \ll \omega_H\text{时，}|A(j\omega)| \to 1\\ \text{当 }\omega = \omega_H\text{时，}|A(j\omega)| = 1/2\\ \text{当 }\omega \gg \omega_H\text{时，}|A(j\omega)| \to 0\end{array}\right\} \longrightarrow \text{低通滤波器}$$

5.3　习题选编及答案

5.3.1　习题选编

一、单选题

1. 设下列 4 个运放应用电路中所选用的全部电阻大小均相等，其中直流输入电阻最高的是(　　)电路。

A. 同相比例放大　　B. 反相比例放大　　C. 微分　　D. 积分

2. 对集成运放共模抑制比要求最高的运算电路是(　　)电路

A. 同相比例放大　　B. 反相比例放大　　C. 微分　　D. 积分

3. 集成运放组成的电压跟随器可以运用在需要(　　)的场合。

A. R_O 大　　B. R_i 大　　C. A_u 大　　D. 电压和电流转换

4. 实现增益可以控制的放大电路，可以采用(　　)运算电路方式。

A. 除法　　B. 乘法　　C. 对数　　D. 指数

5. 测量信号的变化速率可以选用(　　)运算电路。

A. 乘法　　B. 加法　　C. 微分　　D. 积分

6. 带阻滤波电路可以由(　　)组成。

A. 低通滤波电路和高通滤波电路并联　　B. 低通滤波电路和高通滤波电路串联

C. 带通滤波电路和反相器串联　　D. 带通滤波电路和减法电路串联

7. 能将正弦信号变换为方波信号的集成运放应用电路的是(　　)。

A. 比例运算电路　　B. 积分运算电路

C. 微分运算电路　　D. 过零比较器

8. 欲将正弦波电压移相$+90°$，应选用(　　)；欲将正弦波电压转换成二倍频电压，应选(　　)；欲将方波电压转换成三角波电压，应选用(　　)；欲将方波电压转换为尖顶



波电压，应选用(　　)。

A. 反相比例电路　B. 同相比例电路　C. 积分运算电路
D. 微分运算电路　E. 加法运算电路　F. 乘方运算电路

二、判断题。(分析下列说法是否正确，凡对者在括号内打“√”，凡错者在括号内打“×”)

1. 同相比例运算电路是可实现 $A_u>1$ 的放大器。(　　)

2. 反相比例运算电路不是可实现 $A_u<0$ 的放大器。(　　)

3. 函数 $Y=aX^2$ 可以由乘方运算电路实现。(　　)

4. 单限比较器比滞回比较器抗干扰能力强，而滞回比较器比单限比较器灵敏度高。(　　)

5. 为使电压比较器的输出电压不是高电平就是低电平，就应在其电路中使集成运放不是工作在开环状态，就是仅仅引入正反馈。(　　)

6. 如果一个滞回比较器的两个阈值电压和一个窗口比较器的相同，那么当它们的输入电压相同时，它们的输出电压波形也相同。(　　)

7. 微分运算电路可将三角波电压转换成方波电压。(　　)

8. 同相求和运算电路可实现函数和大于零的运算。(　　)

9. 反相求和运算电路可实现函数和小于零的运算。(　　)

10. 输入电压在单调变化的过程中，单限比较器和滞回比较器的输出电压均只跃变一次。(　　)

三、综合题

1. 写出图 5.15 所示各电路的名称，试分别计算它们的电压放大倍数和输入电阻。

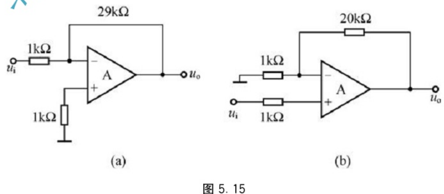


图 5.15

2. 电路如图 5.16 所示，试分别求出各电路输出电压的大小。

3. 电路如图 5.17 所示，试求：(1)求出 R_1 和 R_2；(2)求电路输出电压与输入电压的关系；(3)若运放的电源电压为±15V，问当 $u_i=2V$ 时，电路能否正常放大？

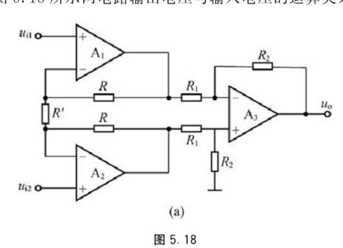
(a)　　(b)

(c)　　(d)

图 5.16

图 5.17

4. 分别求解如图 5.18 所示两电路输出电压与输入电压的运算关系。



(a)

图 5.18



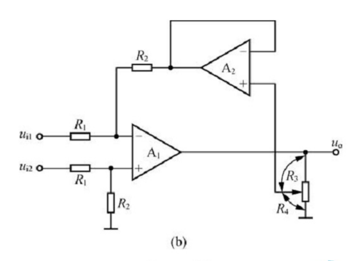


图 5.18(续)

5. 试用理想运放实现一个电压放大倍数为 100、输入电阻趋于无穷大的运算电路，要求所采用的电阻的最大值为 200kΩ。

6. 分别求解如图 5.19 所示各电路的运算关系。

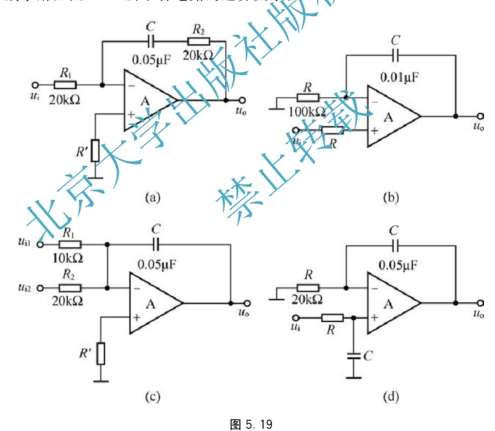


图 5.19

7. 电路如图 5.20 所示。试分析电路正常工作条件下，输出电压与输入电压的函数关系。

8. 试确定图 5.21 所示电路的运算关系。



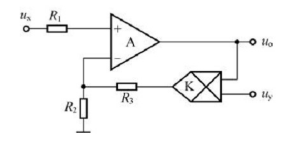


图 5.20

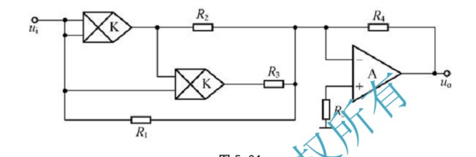


图 5.21

9. 在下列各种情况下，应分别采取哪种类型的滤波电路？

（1）抑制 50Hz 交流电源的干扰；

（2）处理具有 1Hz 固定频率的有用信号；

（3）从输入信号中取出低于 2kHz 的信号；

（4）抑制频率为 100kHz 以上的高频干扰。

10. 在图 5.22 所示电路中，已知通带放大倍数为 2，截止频率为 1kHz，C 取值为 1μF，试选取电路中各电阻的阻值。

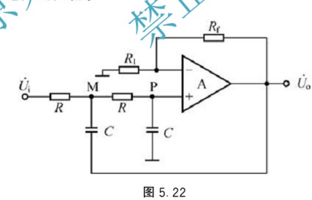


图 5.22

11. 试分别求出图 5.23 所示各电路的电压传输特性。

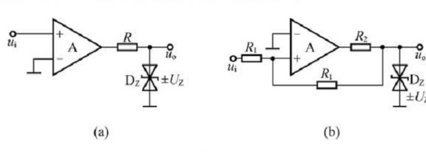


图 5.23

12. 试分别求解图 5.24 所示各电路的电压传输特性。

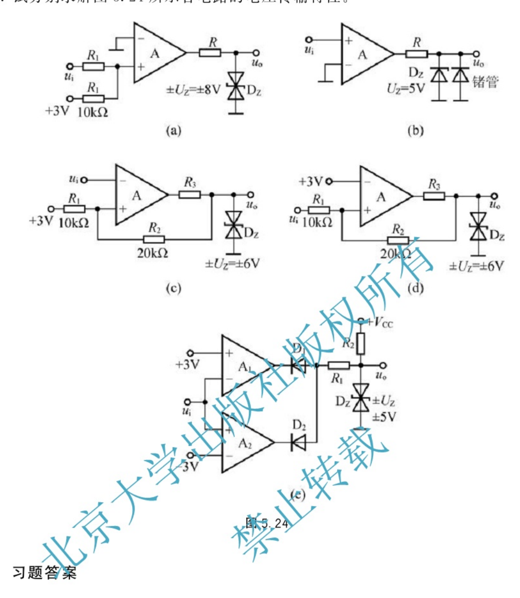


图 5.24

5.3.2 习题答案

一、单选题

1. A；2. A；3. B；4. B；5. C；6. A；7. D；8. C，F，C，D

二、判断题

1.(√)；2.(×)；3.(√)；4.(×)；5.(√)；6.(×)；7.(√)；8.(×)；9.(×)；10.(√)

三、综合题

1. 解：(a)$A_u=-29$，$R_i=1\text{k}\Omega$；(b)$A_u=21$，$R_i=\infty$

2. 解：(a)$u_o=-1.8\text{V}$；(b) $u_o=-4\text{V}$；(c)$u_o=2.8\text{V}$；(d)$u_o=5.8\text{V}$

3. 解：(1) $R_1=\text{R}/\!/5\text{R}=5\text{R}/6$；$R_2=\text{R}/\!/\text{R}=\text{R}/2$



(2) $u_o = 10\,u_i$

(3) 根据(2)可知，$u_I = 2\text{V}$ 时，$u_o = 20\text{V} > 15\text{V}$，电路不能正常放大。

4. 解：由图 5.18(a)可得 $u_o = -\dfrac{R_2}{R_1}\left(1+\dfrac{2R}{R_t}\right)u_i$

(b) 由图 5.18(a)可知电路为一个减法电路和跟随器构成，由 KVL 可以得到：

$$u_o = \frac{R_4}{R_3+R_4} \times \frac{R_2}{R_1}(u_{i2} - u_{i1})$$

5. 解：用同相放大器电路实现，分别取 $R_1 = 2\text{k}\Omega$ 和 $R_f = 200\text{k}\Omega$ 的电阻即可。

6. 解：利用节点电流法，可解出各电路的运算关系分别为：

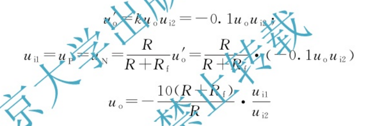
(a) $u_o = -\dfrac{R_2}{R_1}u_i - \dfrac{1}{R_1 C}\displaystyle\int u_i\,dt = -u_i - 100\int u_i\,dt$

(b) $u_o = u_i + \dfrac{1}{RC}\displaystyle\int u_i\,dt = u_i + 10\int u_i\,dt$

(c) $u_o = -\dfrac{1}{C}\displaystyle\int\left(\frac{u_{i1}}{R_1} + \frac{u_{i2}}{R_2}\right)dt = -100\int(u_{i1} + 0.5u_{i2})\,dt$

(d) $u_o = \dfrac{1}{RC}\displaystyle\int u_i\,dt = 10^3 \cdot \int u_i\,dt$

7. 解：根据模拟乘法器输出电压和输入电压的关系和节点电流关系，可得



$$u_o' = k u_o u_{i2} = -0.1 u_o u_{i2}$$

$$u_{i1} = u_P = u_N = \frac{R}{R+R_f}u_o' = \frac{R}{R+R_f}\cdot(-0.1 u_o u_{i2})$$

所以 $$u_o = -\frac{10(R+R_f)}{R}\cdot\frac{u_{i1}}{u_{i2}}$$

8. 解：实现一元三次方程运算：$u_o = -\dfrac{R_4}{R_1}u_i - \dfrac{R_4}{R_2}k u_i^2 - \dfrac{R_4}{R_3}k^2 u_i^3$。

9. 解：(1) 带阻滤波器；(2) 带通滤波器；

(3) 低通滤波器；(4) 低通滤波器。

10. 解：因为通带放大倍数 $\dot{A}_{up} = 2$，所以 $Q = 1$，$|\dot{A}_u|_{f=f_P} = 2$。

因为 $f_o = f_p = \dfrac{1}{2\pi RC}$，代入数据，得出 $R \approx 160\text{k}\Omega$。

为使得集成运放同相输入端和反相输入端所接电阻相等，则 $R_1 = R_2 = 4R \approx 640\text{k}\Omega$。

11. 解：图 5.25(a)所示电路为同相输入的过零比较器；图 5.25(b)所示电路为同相输入的滞回比较器，两个阈值电压为 $\pm U_T = \pm U_Z$。两个电路的电压传输特性如图 5.25 所示。

12. 解：图 5.25(a)所示电路为单限比较器，$u_o = \pm U_Z = \pm 18\text{V}$，$U_T = -3\text{V}$，其电压传输特性如图 5.26(a)所示。

图 5.25(b)所示电路为过零比较器，$U_{OL} = -U_D = -0.2\text{V}$，$U_{OH} = +U_Z = +6\text{V}$，$U_T = 0\text{V}$。其电压传输特性如图 5.26(b)所示。

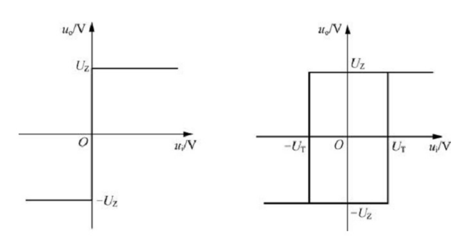


图 5.25

图 5.26(c)所示电路为反相输入的滞回比较器，$u_o = \pm U_Z = \pm 6V$。令

$$u_P = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot u_o + \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot U_{REF} = u_N = u_i$$

求出阈值电压：$U_{T1} = 0V$，$U_{T2} = 4V$。其电压传输特性如图 5.26(c)所示。

图 5.26(d)所示电路为同相输入的滞回比较器，$u_o = \pm U_Z = \pm 6V$。令

$$u_P = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot u_{o1} + \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot u_i = u_N = 3V$$

求出阈值电压：$U_{T1} = 1.5V$，$U_{T2} = 7.5V$。其电压传输特性如图 5.26(d)所示。

图 5.26(e)所示电路为窗口比较器，$u_o = \pm U_Z = \pm 5V$，$\pm U_T = \pm 3V$，其电压传输特性如图 5.26(e)所示。

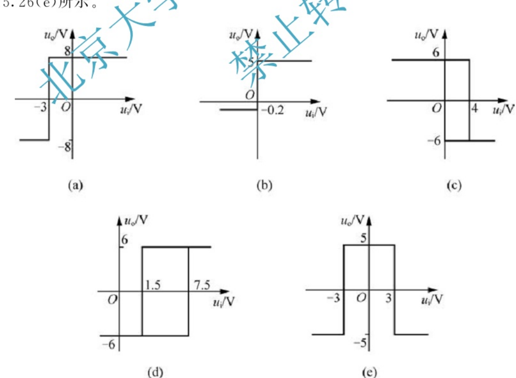


图 5.26

第6章

波形发生与变换电路

本章教学要点

本章主要讲述了正弦波振荡电路的组成、工作原理及振荡条件；RC、LC、石英晶体振荡电路的结构和特点；矩形波、三角波和锯齿波发生电路的原理及组成；利用非线性电路实现不同波形的变换。重点是正弦波振荡电路的组成、工作原理及振荡条件。各知识点的基本要求见下表。

知识要点		掌握程度
自激振荡的概念		正确理解
正弦波振荡电路	组成结构	重点掌握
	工作原理	重点掌握
	振荡条件(幅值和相位条件)	重点掌握
RC桥式正弦波振荡电路的组成、起振条件和振荡频率		重点掌握
电容、电感、变压器反馈式、石英晶体振荡电路	组成结构	了解
	工作原理	了解
	振荡频率与各参数的关系	了解
矩形波、三角波和锯齿波发生电路	组成结构	熟练掌握
	工作原理	熟练掌握
三角波变锯齿波电路工作原理		熟练掌握
三角波变正弦波电路工作原理		熟练掌握

6.1　基本知识点及重点难点剖析

6.1.1　正弦波振荡电路

1. 产生正弦波的条件和正弦波振荡电路的组成

1）电路振荡的物理原因

本质上与负反馈放大器的振荡相同。若反馈信号与放大器净输入信号同相等幅，因而净输入信号靠反馈信号得以维持，则即使外加输入信号为零，输出也不会消失。

2）振荡的条件

$\dot{V}_f=\dot{V}_i$，即：相位条件——同相，幅值条件——等幅。

用开环频率特性表示的振荡条件：幅度平衡条件为 $|\dot{A}\dot{F}|=1$

相位平衡条件为 $\varphi_{AF}=\varphi_A+\varphi_F=\pm 2n\pi$

3）正弦波振荡电路的组成和类型

正弦波振荡电路由以下 4 部分组成：放大电路、正反馈网络、选频网络、稳幅电路。

其中放大电路保证电路能够在起振到动态平衡的过程中，使电路获得一定幅值的输出量；放大电路和正反馈网络共同满足振荡的条件；选频网络实现单一频率振荡，选频网络往往由 R、C 和 L、C 等电抗性元件组成；反馈网络与选频网络可以是两个独立的网络，也可以合二为一。稳幅电路使输出信号幅值稳定，一般采用非线性环节限幅。

4）正弦波振荡电路的分析方法和步骤

（1）观察电路是否包含振荡电路的 4 部分组成。

（2）判断放大电路正常工作，即是否有合适的静态工作点，且动态信号是否能够输入、输出和放大。

（3）判断电路能否振荡。关键是相位。若相位条件不满足，则电路肯定不是正弦波振荡器。相位平衡条件是判断振荡电路能否振荡的基本条件。可用瞬时极性判断方法。

（4）估算振荡频率。振荡电路的振荡频率 f_0 是由相位平衡条件决定的。对 RC 选频网络，由网络频率特性求出 f_0；对 LC 选频网络，由谐振回路总电抗为零估算出 f_0。

（5）分析起振条件(幅值条件)。欲使振荡电路能自行起振，必须满足 $|AF|>1$ 的幅值条件。

（6）稳幅与稳频。稳幅是指“起振→增幅→等幅”的振荡建立过程，也就是从 $|AF|>1$ 到达 $|AF|=1$(稳定)的过程。稳幅可采用非线性元件来自动调节反馈的强弱以维持输出电压恒定。

稳频是指维持输出信号频率恒定。可以采取提高回路 Q 值，且减小回路损耗的办法稳频。

2. RC 正弦波振荡电路

1）RC 串并联选频网络的频率响应

谐振角频率和谐振频率分别为：$\omega_0=\dfrac{1}{RC}$，$f_0=\dfrac{1}{2\pi RC}$

幅频特性：$|\dot{F}|=\dfrac{1}{\sqrt{3^2+\left(\dfrac{f}{f_0}-\dfrac{f_0}{f}\right)}}=\dfrac{1}{\sqrt{3^2+\left(\dfrac{\omega}{\omega_0}-\dfrac{\omega_0}{\omega}\right)^2}}$

相频特性：$\varphi_F=-\arctan\dfrac{1}{3}\left(\dfrac{f}{f_0}-\dfrac{f_0}{f}\right)$

当 $f=f_0$时的反馈系数$|\dot{F}|=\dfrac{1}{3}$，即$|U_f|=\dfrac{1}{3}$且与频率 f_0的大小无关，此时的相角 $\varphi_F=0°$。

2）RC 文氏桥振荡电路

RC 文氏桥振荡器的电路如图 6.1 所示。RC 串并联网络是正反馈网络，另外还增加了 R_f和 R_1负反馈网络。RC 串并联网络与R_f和 R_1负反馈支路正好构成一个桥路，故称为文氏桥。

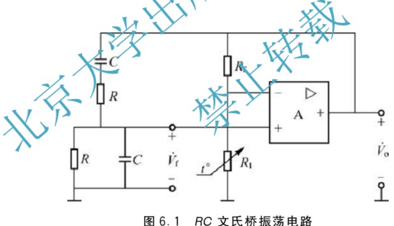


图 6.1 RC 文氏桥振荡电路

为满足振荡的幅度条件$|\dot{A}\dot{F}|=1$，所以 $A_f\geqslant 3$。加入 R_f和 R_1支路，构成串联电压负反馈。

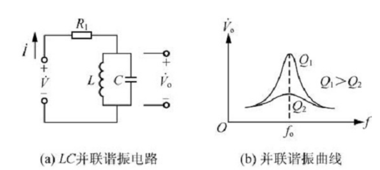
$$A_f=1+\frac{R_f}{R_1}\geqslant 3$$

3. LC 正弦波振荡电路

1）LC 并联谐振电路的频率特性

LC 并联谐振电路如图 6.2(a)所示。并联谐振曲线如图 6.2(b)所示。





(a) LC并联谐振电路　　(b) 并联谐振曲线

图 6.2　LC 并联谐振电路

谐振时：$\omega_0 L-\dfrac{1}{\omega_0 C}=0$

谐振频率：$f_0=\dfrac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$

并联谐振电路的品质因数：$Q=I_L/I=I_C/I=\omega_0 L/R=1/(\omega_0 CR)$

并联谐振电路的谐振阻抗：

$$Z_0=\frac{L}{RC}=Q\omega_0 L=\frac{Q}{\omega_0 C}=Q\sqrt{\frac{L}{C}}$$

谐振时，LC 并联谐振电路相当一个电阻。

2）变压器反馈式 LC 振荡电路

变压器反馈式 LC 振荡电路如图 6.3 所示。LC 并联谐振电路作为三极管的负载，反馈线圈 L_2 与电感线圈 L 相耦合，将反馈信号送入三极管的输入回路。交换反馈线圈的两个线头，可改变反馈的极性。调整反馈线圈的匝数可以改变反馈信号的强度，以使正反馈的幅度条件得以满足。

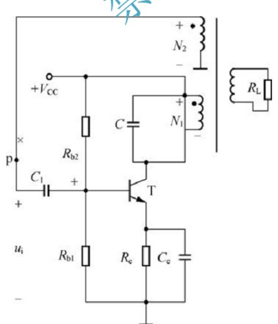


图 6.3　变压器反馈 LC 振荡电路

变压器反馈 LC 振荡电路的振荡频率与并联 LC 谐振电路相同，为：

$$f_0=\frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

3）电感三点式 LC 振荡电路

图 6.4 所示为电感三点式 LC 振荡电路。电感线圈 L_1 和 L_2 是一个线圈，2 点是中间抽头。如果设某个瞬间集电极电流减小，线圈上的瞬时极性如图所示。反馈到发射极的极性对地为正。图中三极管是共基极接法，所以使发射结的净输入减小，集电极电流减小，符合正反馈的相位条件。图 6.4(b)所示是共射极接法电感三点式 LC 振荡电路。

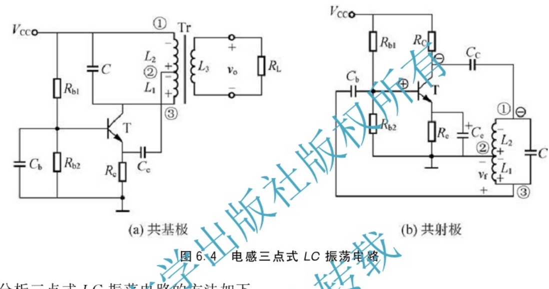


图 6.4　电感三点式 LC 振荡电路

分析三点式 LC 振荡电路的方法如下。

将谐振回路的阻抗折算到三极管的各个电极之间，有 Z_{be}、Z_{ce}、Z_{cb}。对于图 6.4(a) Z_{be} 是 L_2、Z_{ce} 是 L_1、Z_{cb} 是 C。可以证明，若满足相位平衡条件，Z_{be} 和 Z_{ce} 必须同性质，即同为电容或同为电感，且与 Z_{cb} 性质相反。

4）电容三点式 LC 振荡电路

电容三点式 LC 振荡电路如图 6.5 所示。

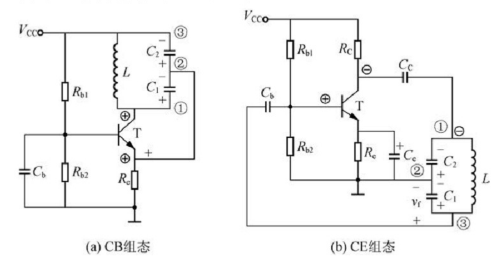
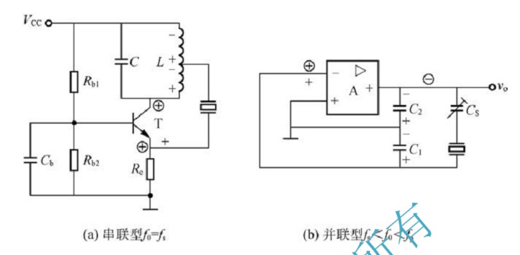


图 6.5　电容三点式 LC 振荡电路

5）石英晶体 LC 振荡电路

利用石英晶体高品质因数的特点构成 LC 振荡电路，如图 6.6 所示。



(a) 串联型 $f_0=f_s$　　(b) 并联型 $f_s<f_0<f_p$

图 6.6　石英晶体振荡电路

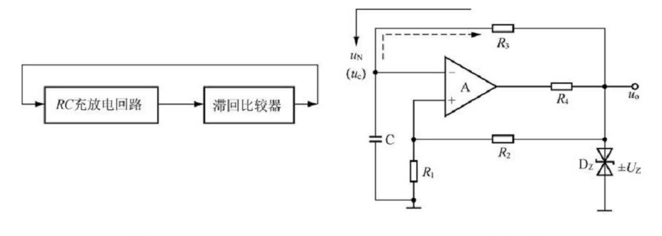
石英晶体的阻抗频率有一个串联谐振频率 f_s，一个并联谐振频率 f_p，二者十分接近。对于图 6.6(b)所示的电路，满足正反馈的条件，为此，石英晶体必须呈电感性才能形成 LC 并联谐振回路，产生振荡。由于石英晶体的 Q 值很高，可达到几千以上，所以该电路可以获得很高的振荡频率稳定性。

6.1.2　非正弦波发生电路

1. 方波发生器

1）电路结构

方波发生器是由滞回比较器和 RC 定时电路构成的，如图 6.7 所示。



(a) 方波发生器组成框图　　(b) 发生器电路

图 6.7　方波发生器

2）工作原理

（1）电源刚接通时，设 $u_c=0$，$u_o=+U_Z$，所以同相输入端电压 $U_P=\frac{R_2U_Z}{R_1+R_2}$，电容 C 充电，u_c 开始升高。

（2）当 $u_c=u_N\geqslant U_P$ 时，$u_o=-U_Z$，所以 $U_P=-\frac{R_2U_Z}{R_1+R_2}$，电容 C 放电，u_c 开始下降。

（3）当 $u_c=u_N\leqslant U_P$ 时，$u_o=+U_Z$，返回初态，电容又开始充电。

上述过程周而复始，电路因此产生了自激振荡。由于充电和放电时间常数相同，故输出 u_o 的高低电平宽度相等，故为方波发生器。

3）振荡周期

方波的周期 T 用过渡过程公式可以方便地求出：

$$T=2R_3C\ln(1+\frac{2R_1}{R_2})$$

4）电路特点

改变 R_3、C 及 R_2/R_1，可改变周期 T。

2. 占空比可调的矩形波电路

1）电路结构及波形分析

显然，为了改变输出方波的占空比，应改变电容器 C 的充电和放电时间常数。占空比可调的矩形波电路及波形分析如图 6.8 所示。

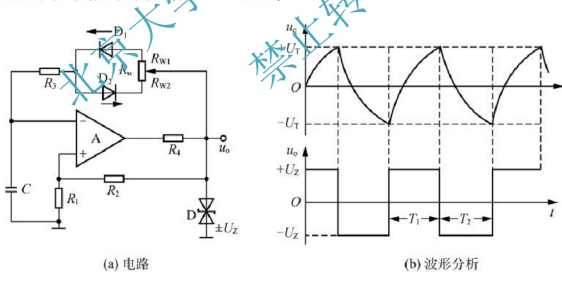


图 6.8　占空比可调的矩形波发生电路

2）工作原理及波形分析

C 充电时，充电电流经电位器的上半部、二极管 D_1、R_3；C 放电时，放电电流经 R_3、二极管 D_2、电位器的下半部。由于充、放电时间常数不同，这样就得到了矩形波电路。

3） 振荡周期

占空比为
$$\frac{T_1}{T}=\frac{\tau_1}{\tau_1+\tau_2}$$

其中时间常数：$\tau_1=(R'_w+r_{d1}+R_1)C$，$\tau_2=(R_w-R'_w+r_{d2}+R_1)C$

R'_w是电位器中点到上端的电阻，r_{d1}和r_{d2}是二极管D_1、D_2的导通电阻。控制τ_1和τ_2的比值即可得到输出高低电平宽度不同的波形。

振荡周期：$T=T_1+T_2\approx(R_w+2R_3)C\ln\left(1+\frac{2R_1}{R_2}\right)$

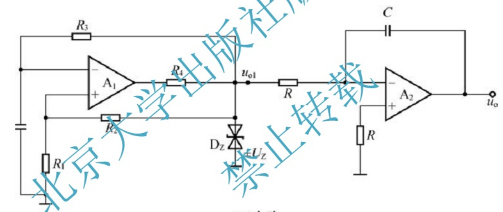
4） 电路特点

通过调节R_w，可改变输出波形的占空比。

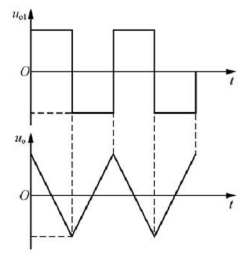
3. 三角波发生器

1） 电路结构

三角波发生器的电路如图6.9(a)所示。它是由滞回比较器和积分器闭环组合而成的。积分器的输出反馈给滞回比较器，作为滞回比较器的U_{REF}。



(a) 电路



(b) 波形分析

图6.9 三角波发生器电路

2）工作原理及波形分析

当$U_{o1}=+U_Z$时，则电容C充电，同时u_o按线性逐渐下降，当使A_1的U_p略低于U_N时，U_{o1}从$+U_Z$跳变为$-U_Z$。

在$U_{o1}=-U_Z$后，电容C开始放电，u_o按线性上升，当使A_1的U_p略大于零时，U_{o1}从$-U_Z$跳变为$+U_Z$，如此周而复始，产生振荡。u_o的上升、下降时间相等，斜率绝对值也相等，故u_o为三角波。其输出波形如上图所示。

输出峰值U_{omax}：正向峰值$U_{omax}=\frac{R_1}{R_2}U_Z$，负向峰值$U_{omax}=-\frac{R_1}{R_2}U_Z$。

3）振荡周期

由 $\frac{1}{C}\int_0^{T/2}\frac{u_Z}{R_3}\mathrm{d}t=2u_{omax}$ 得

振荡周期：$T=4R_3C\frac{U_{omax}}{U_Z}=\frac{4R_3R_1C}{R_2}$

4）电路特点

通过改变R_3、C及R_1/R_2的比值，可改变振荡周期T。

4. 锯齿波发生器

锯齿波发生电路如图6.10所示。

图6.10 锯齿波发生电路

电路工作原理是利用二极管的单向导电性，使积分电路中充电和放电的回路不同。振荡周期和占空比可按下式计算。

振荡周期 $$T=2\frac{R_1}{R_2}(2R_3+R_W)C$$

占空比 $$\frac{T_1}{T_2}=\frac{R_3}{2R_3+R_W}$$

6.2 典型例题精解

【例 6.1】将图 6.11 所示电路合理连线，组成 RC 桥式正弦波振荡电路。

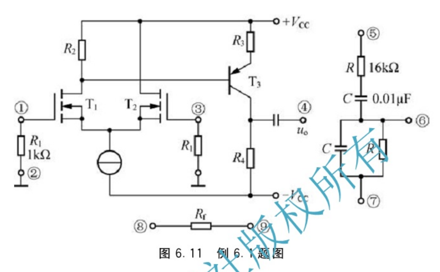


图 6.11 例 6.1 题图

【解】该题主要考查的是 RC 桥式正弦波振荡电路的振荡条件。④、⑤与⑨相连，③与⑧相连，①与⑥相连，②与⑦相连。如图 6.12 所示。

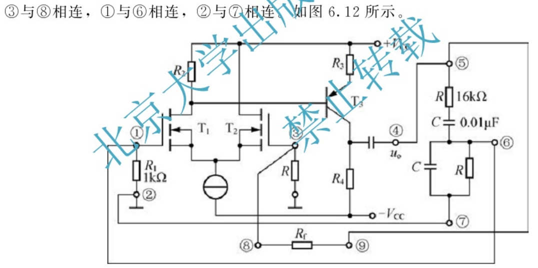


图 6.12 例 6.1 题解

【例 6.2】判断图 6.13 所示各电路是否可能产生正弦波振荡，简述理由。设图 6.13(b)中 C_4 容量远大于其他 3 个电容的容量。

【解】图 6.13(a)所示电路有可能产生正弦波振荡。因为共射放大电路输出电压和输入电压反相($\varphi_A=-180°$)，且图中三级移相电路为超前网络，在信号频率为 0 到无穷大时相移为$+270°\sim 0°$，因此存在使相移为$+180°$($\varphi_F=+180°$)的频率，即存在满足正弦波振荡相位条件的频率 f_0(此时 $\varphi_A+\varphi_F=0°$)；且在 $f=f_0$ 时有可能满足起振条件 $|\dot{A}\dot{F}|>1$，故可能产生正弦波振荡。

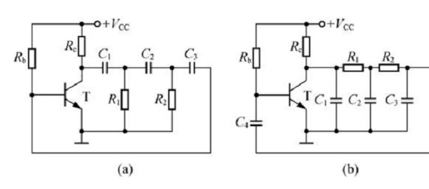


图 6.13 例 6.2 题图

图 6.13(b)所示电路有可能产生正弦波振荡。因为共射放大电路输出电压和输入电压反相($\varphi_A=-180°$)，且图中三级移相电路为滞后网络，在信号频率为 0 到无穷大时相移为 $0°\sim-270°$，因此存在使相移为 $-180°$($\varphi_F=-180°$)的频率，即存在满足正弦波振荡相位条件的频率 f_0(此时 $\varphi_A+\varphi_F=-360°$)；且在 $f=f_0$ 时有可能满足起振条件 $|\dot{A}\dot{F}|>1$，故可能产生正弦波振荡。

【例 6.3】电路如图 6.13 所示，试问：

(1) 若去掉两个电路中的 R_2 和 C_3，则两个电路是否可能产生正弦波振荡？为什么？

(2) 若在两个电路中再加一级 RC 电路，则两个电路是否可能产生正弦波振荡？为什么？

【解】(1) 不能。因为图 6.13(a)所示电路在信号频率为 0 到无穷大时相移为 $+180°\sim0°$，图 6.13(b)所示电路在信号频率为 0 到无穷大时相移为 $0°\sim-180°$，在相移为 $\pm180°$ 时反馈量为 0，因而不可能产生正弦波振荡。

(2) 可能。因为存在相移为 $\pm180°$ 的频率，满足正弦波振荡的相位条件，且电路有可能满足幅值条件，因此可能产生正弦波振荡。

【例 6.4】图 6.14 所示电路为正交正弦波振荡电路，它可产生频率相同的正弦信号和余弦信号。已知稳压管的稳定电压 $\pm U_Z=\pm6V$，$R_1=R_2=R_3=R_4=R_5=R$，$C_1=C_2=C$。

(1) 试分析电路为什么能够满足产生正弦波振荡的条件；

(2) 求出电路的振荡频率；

(3) 画出 $\dot{u}_{o1}$ 和 $\dot{u}_{o2}$ 的波形图，要求表示出它们的相位关系，并分别求出它们的峰值。

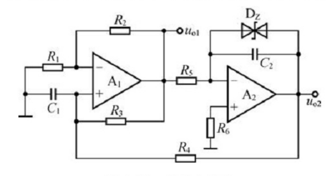


图 6.14 例 6.4 题图

【解】(1) 在特定频率下，由 A_2 组成的积分运算电路的输出电压 $\dot{U}_{o2}$ 超前输入电压 $\dot{U}_{o1}$ 90°，而由 A_1 组成的电路的输出电压 $\dot{U}_{o1}$ 滞后输入电压 $\dot{U}_{o1}$ 90°，因而 $\dot{U}_{o1}$ 和 $\dot{U}_{o2}$ 互为依存条件，即存在 f_0 满足相位条件。在参数选择合适时也满足幅值条件，故电路在两个集成运放的输出同时产生正弦和余弦信号。

(2) 解方程组：

$$\begin{cases}\dot{U}_{P1}=\dot{U}_{N1}=\dfrac{R_1}{R_1+R_2}\cdot\dot{U}_{o1}\\[2ex]\dfrac{\dot{U}_{P1}-\dot{U}_{o1}}{R_4}+\dfrac{\dot{U}_{P1}-\dot{U}_{o1}}{R_3}=-\dot{U}_{P1}\cdot j\omega C_1\\[2ex]\dot{U}_{o2}=-\dfrac{\dot{U}_{o1}}{j\omega R_5C_2}\end{cases}$$

可得正实根，求出 $f_0=\dfrac{1}{\sqrt{2}\pi RC}$。

(3) 输出电压 u_2 最大值 $U_{o2\max}=U_Z=6\text{V}$

对方程组中的第三式取模，并将 $\omega_0=2\pi f_0=\dfrac{2\pi}{\sqrt{2}RC}$ 代入可得 $|\dot{U}_{o1}|=\sqrt{2}\,|\dot{U}_{o2}|$，故

$$U_{o1\max}=\sqrt{2}U_{o2\max}\approx 8.5\text{V}$$

若 u_{o1} 为正弦波，则 u_{o2} 为余弦波，如图 6.15 所示。

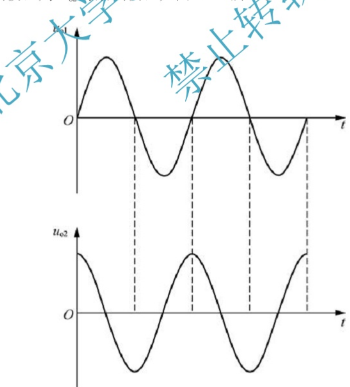


图 6.15　例 6.1 题解

6.3　习题选编及答案

6.3.1　习题选编

一、单项选择题

1. 正弦波振荡电路的幅值平衡条件是(　　)。

A. $AF>1$　　B. $AF=1$　　C. $AF<1$

2. 为了满足振荡的相位平衡条件，反馈信号与输入信号的相位差应等于(　　)。

A. 90°　　B. 180°　　C. 270°　　D. 360°

3. 变压器反馈式 LC 振荡器的特点是(　　)。

A. 起振容易，但调频范围较窄　　B. 共基极接法不如共射接法

C. 便于实现阻抗匹配、调频方便

4. 电感三点式 LC 振荡器的优点是(　　)。

A. 振荡波形较好　　B. 起振容易，调频范围宽

C. 可以改变线圈抽头位置，使 L_2/L_1 尽可能增加

5. 电容三点式 LC 振荡器的应用场合是(　　)。

A. 适合于几兆赫兹以上的高频振荡　　B. 适合于几兆赫兹以下的低频振荡

C. 适合于频率稳定度要求较高的场合

6. 石英晶体振荡器的主要优点是(　　)。

A. 振幅稳定　　B. 频率稳定度高　　C. 频率高

7. 电路如图 6.16 所示，为组成一个 RC 文氏振荡电路，其连接方式为(　　)

A. 1—7，2—8，3—5，4—6　　B. 1—5，2—6，3—7，4—6

C. 1—7，2—6，3—8，4—5　　D. 1—7，2—5，3—8，4—6

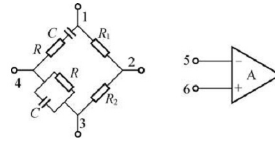


图 6.16

8. 在上题中，若要提高振荡频率，应(　　)。

A. 增大 R　　B. 增大 C　　C. 增大 R_1　　D. 减小 R_2

9. 在图 6.16 中，若振荡器输出的正弦波失真，应(　　)。

A. 增大 R　　B. 增大 C　　C. 增大 R_1　　D. 增大 R_2

10. 图 6.16(a)LC 并联网络在谐振时呈(　　)，在信号频率大于谐振频率时呈(　　)，在信号频率小于谐振频率时呈(　　)；图 6.16(b)当信号频率等于石英晶体的串联谐振频率或并联谐振频率时，石英晶体呈(　　)，当信号频率在石英晶体的串联谐振频率和并联谐振频率之间时，石英晶体呈(　　)，其余情况下石英晶体呈(　　)；图 6.16(c)当信号频率 $f=f_0$ 时，RC 串并联网络呈(　　)。

A. 容性　　B. 阻性　　C. 感性

二、简答题

1. 产生正弦波振荡的条件是什么？
2. 正弦波振荡电路由哪些部分组成，各部分的作用是什么？
3. RC 正弦波振荡电路和 LC 正弦波振荡电路，哪种振荡频率高一些？
4. 石英晶体在并联晶体振荡电路中和串联晶体振荡电路中各起什么作用？(电阻、电感、电容)

三、综合题

1. 用相位平衡条件判定图 6.17 所示电路能否产生正弦波振荡。

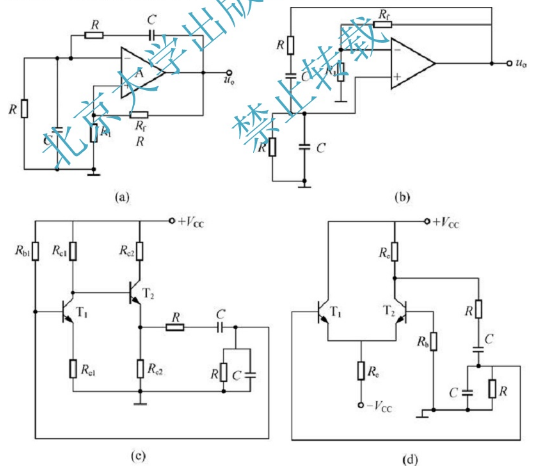


图 6.17

2. 电路如图 6.18 所示，试求解：

(1) R_W 的下限值；(2)振荡频率的调节范围。

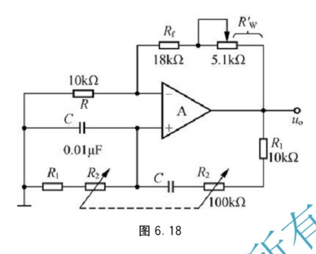


图 6.18

3. 电路如图 6.19 所示，稳压管 D_Z 起稳幅作用，其稳定电压 $\pm U_Z = \pm 6V$。试估算：(1)输出电压不失真情况下的有效值；(2)振荡频率。

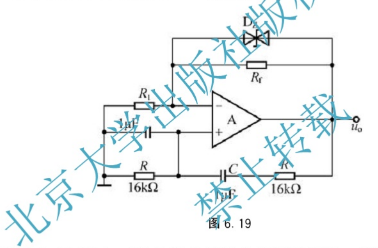


图 6.19

4. 电路如图 6.20 所示，(1)为使电路产生正弦波振荡，标出集成运放的"+"和"−"，并说明电路是哪种正弦波振荡电路。(2)若 R_1 短路，则电路将产生什么现象？(3)若 R_1 断路，则电路将产生什么现象？(4)若 R_f 短路，则电路将产生什么现象？(5)若 R_f 断路，则电路将产生什么现象？

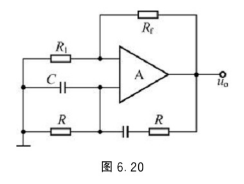


图 6.20

5. 图 6.21 所示电路为正弦波振荡电路，它可产生频率相同的正弦信号和余弦信号。



已知稳压管的稳定电压为 $U_Z=\pm6\text{V}$，$R_1=R_2=R_3=R_4=R_5=R$，$C_1=C_2=C$。(1)试分析电路为什么能够满足正弦波振荡的条件；(2)求出电路的振荡频率；(3)画出 u_{o1} 和 u_{o2} 的波形图，要求表示出它们的相位关系，并分别求出它们的峰值。

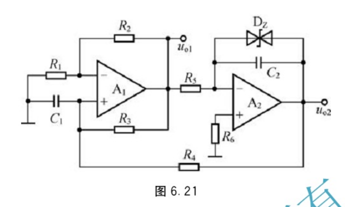


图 6.21

6. 分别标出图 6.22 所示电路变压器的同名端，使之满足产生正弦波振荡的相位平衡条件。

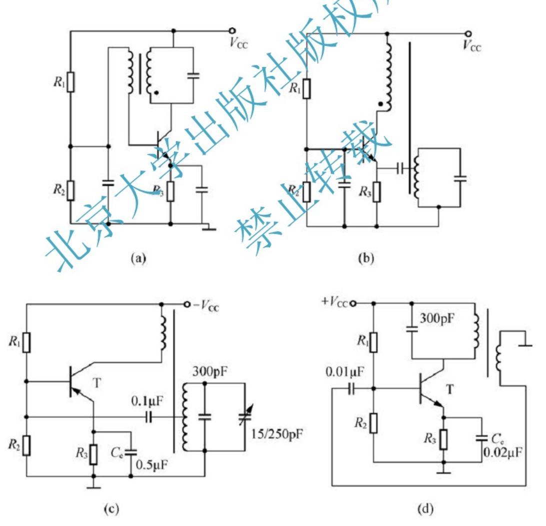


图 6.22

7. 将图 6.23 所示左右两部分电路连接起来，使之能产生正弦波振荡。

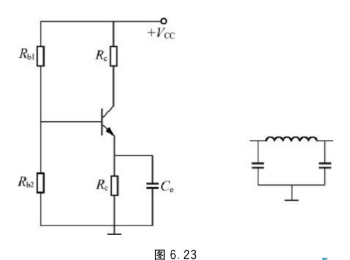


图 6.23

8. 在图 6.24 所示两个电路中，应如何进一步连接才能构成 LC 三点式振荡电路？（在图中画出连线，必要时可增加隔直电容、旁路电容等元件）

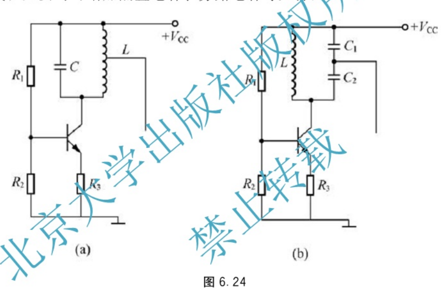


图 6.24

9. 试分别指出图 6.25 所示电路中的选频网络、正反馈网络和负反馈网络，并说明电路是否满足正弦波振荡的相位条件。

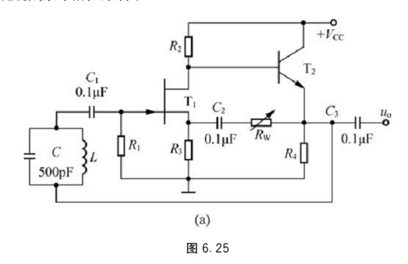


图 6.25

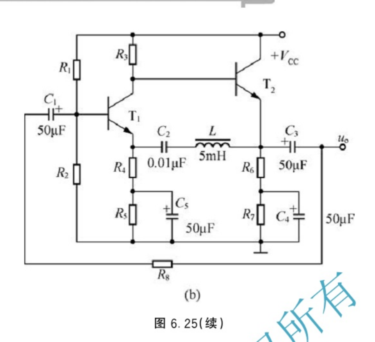


图 6.25(续)

10. 电路如图 6.26 所示，已知集成运放的最大输出电压幅值为±12V，u_i 的数值在 u_{o1} 的峰一峰值之间。

（1）求解 u_{o3} 的占空比与 u_1 的关系式；

（2）设 u_i＝2.5V，画出 u_{o1}、u_{o2}、u_{o3} 的波形。

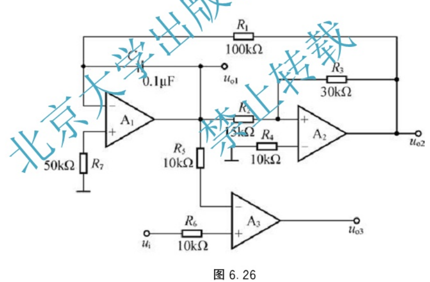


图 6.26

11. 电路如图 6.27 所示。(1)分别说明 A_1 和 A_2 各构成哪种基本电路；

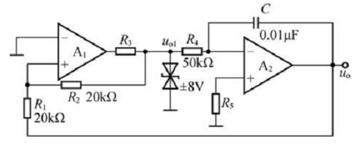


图 6.27

（2）求出 u_{o1} 与 u_o 的关系曲线 $u_{o1}=f(u_o)$；

（3）求出 u_o 与 u_{o1} 的运算关系式 $u_o=f(u_{o1})$；

（4）定性画出 u_{o1} 与 u_o 的波形；

（5）说明若要提高振荡频率，可以改变哪些电路参数，如何改变。

12. 试分析图 6.28 所示各电路的输出电压与输入电压的函数关系。

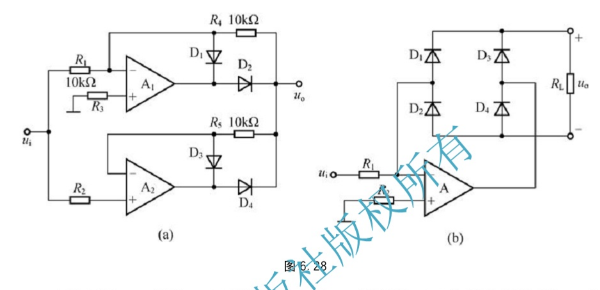


图 6.28

13. 电路如图 6.29 所示。(1)定性画出 u_{o1} 与 u_o 的波形；(2)估算振荡频率与 u_i 的关系式。

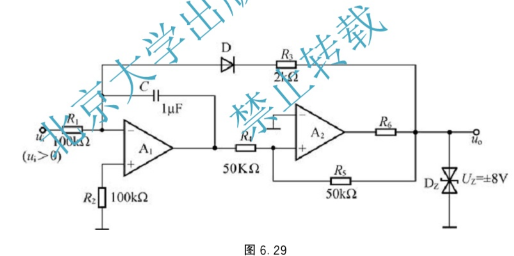


图 6.29

6.3.2　习题答案

一、单项选择题

1. A；2. D；3. C；4. B；5. C；6. B；7. D；8. D；9. D；10. B，A，C，B，C，A，B

二、简答题

1. 答：正弦波振荡电路是在没有外加输入信号的情况下，依靠电路自激振荡而产生正弦波输出电压的电路。正弦波振荡的幅值平衡条件为$|\dot{A}\dot{F}=1|$，相位幅值平衡条件为$\varphi_A+\varphi_F=2n\pi$（$n$为整数）。

2. 答：正弦波振荡电路由4部分组成，即放大电路、反馈网络、选频网络和稳幅环节。

（1）放大电路具有一定的电压放大倍数，其作用是对选择出来的某一频率的信号进行放大。根据电路需要可采用单级放大电路或多级放大电路。

（2）反馈网络是反馈信号所经过的电路，其作用是将输出信号反馈到输入端，引入自激振荡所需的正反馈，一般反馈网络由线性元件R、L和C按需要组成。

（3）选频网络具有选频的功能，其作用是选出指定频率的信号，以便使正弦波振荡电路实现单一频率振荡。选频网络分为LC选频网络和RC选频网络。使用LC选频网络的正弦波振荡电路，称为LC振荡电路；使用RC选频网络的正弦波振荡电路，称为RC振荡电路。

（4）稳幅环节具有稳定输出信号幅值的作用，以便使电路达到等幅振荡。

3. 答：RC正弦波振荡电路振荡频率与RC的乘积成反比，改变RC值，可改变振荡频率。但若要求振荡频率较高时，则RC的取值较小，一般实现起来较为困难。因此RC正弦波振荡电路多用于产生几赫～几百千赫的正弦波信号。LC正弦波振荡电路的工作频率一般高于几十千赫，用于产生较高频率的工作信号。

4. 答：在并联晶体振荡电路中，石英晶体工作在串联谐振频率和并联谐振频率之间，石英晶体作为一个电感来组成振荡电路。而在串联晶体振荡电路中，石英晶体工作在串联谐振频率处，利用串联谐振时阻抗最小的特性来组成正弦波振荡电路。

三、综合题

1. 解：(a)不能；(b)能；(c)不能；(d)能。

2. 解：（1）根据起振条件

$$R_f+R'_w>2R，R'_w>2\text{k}\Omega \quad 故\ R_w 的下限值为 2\text{k}\Omega。$$

（2）振荡频率的最大值和最小值分别为

$$f_{omax}=\frac{1}{2\pi R_1C}\approx1.6\text{kHz}，f_{omin}=\frac{1}{2\pi(R_1+R_2)C}\approx145\text{Hz}。$$

3. 解：（1）设输出电压不失真情况下的峰值为U_{om}，此时$U_N=U_P=\frac{1}{3}U_{om}$

由图可知：$U_{om}-\frac{1}{3}U_{om}=\frac{2}{3}U_{om}=U_Z$

所以

$$U_{om}=\frac{3}{2}U_Z=9\text{V}$$

有效值为：$U_o=\frac{U_{om}}{\sqrt{2}}\approx6.36\text{V}$

（2）电路的振荡频率：$f_0=\dfrac{1}{2\pi RC}\approx 9.95\text{Hz}$。

4. 解：（1）上“－”下“＋”；(2)输出严重失真，几乎为方波；(3)输出为零；

（4）输出为零；(5)输出严重失真，几乎为方波。

5. 解：（1）在特定频率下，由 A_2 组成的积分运算电路的输出电压 u_{o2} 超前输入电压 u_{o1} 90°，而由 A_1 组成的电路的输出电压 u_{o1} 滞后输入电压 u_{o2} 90°，因而 u_{o1} 和 u_{o2} 互为依存条件，即存在 f_0 满足相位条件。在参数选择合适时也满足幅值条件，故电路在两个集成运放的输出端同时产生正弦和余弦信号。

（2）根据题意列出方程组：

$$u_{P1}=u_{N1}=\frac{R_1}{R_1+R_2}\cdot u_{o1}$$

$$\frac{u_{P1}-u_{o2}}{R_4}+\frac{u_{P1}-u_{o1}}{R_3}=-u_{P1}\cdot j\omega C_1$$

$$u_{o2}=-\frac{u_{o1}}{R_5}\cdot\frac{1}{j\omega C_2}=-\frac{u_{o1}}{j\omega R_5C_2}$$

或改写为：$2u_{P1}=u_{o1}$

$$2u_{P1}-u_{o1}-u_{o2}=-u_{P1}\cdot j\omega RC$$

$$j\omega RC\cdot u_{o2}=-u_{o1}$$

解方程组，可得：$(\omega RC)^2=2$，或 $\omega=\dfrac{\sqrt{2}}{RC}$。即 $f_0=\dfrac{1}{\sqrt{2}\pi RC}$。

（3）输出电压 u_2 最大值 $U_{o2\max}=U_Z=6\text{V}$

对方程组中的第三式取模，并将 $\omega_0=2\pi f_0=\dfrac{2}{\sqrt{2}RC}$

代入可得 $|u_{o1}|=\sqrt{2}\,|u_{o2}|$，故 $U_{o1\max}=\sqrt{2}U_{o2\max}\approx 8.5\text{V}$。

若 u_{o1} 为正弦波，则 u_{o2} 为余弦波，如图 6.30 所示。

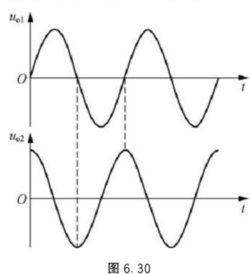


图 6.30

6. 解：各电路中变压器的同名端如图 6.31 所示。

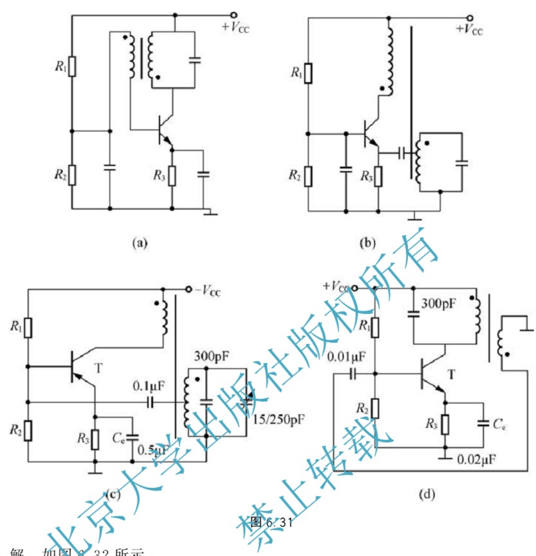


图 6.31

7. 解：如图 6.32 所示。

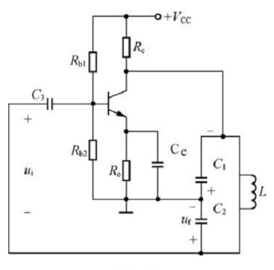
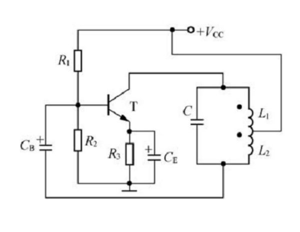


图 6.32



8. 解：如图 6.33 所示。



(a)　　　　　　　　(b)

图 6.33

9. 解：在图 6.33(a)所示电路中，选频网络：C 和 L；正反馈网络：R_3、C_2 和 R_w；负反馈网络：C 和 L。电路满足正弦波振荡的相位条件。在图 6.33(b)所示电路中，选频网络：C_2 和 L；正反馈网络：C_2 和 L；负反馈网络：R_8。电路满足正弦波振荡的相位条件。

10. A_1 和 A_2 组成矩形波—三角波发生电路。

(1) 在 A_2 组成的滞回比较器中，令 $u_P=\dfrac{R_2}{R_2+R_3}\cdot u_{o2}+\dfrac{R_3}{R_2+R_3}\cdot u_{o1}=0$

求出阈值电压：$\pm U_T=\pm\dfrac{R_2}{R_3}\cdot U_{OM}=\pm 6V$

在 A_1 组成的积分运算电路中，运算关系式为

$$u_o=-\frac{1}{RC}u_{o2}(t_2-t_1)+u_o(t_1)$$

在二分之一振荡周期内，积分起始值：$u_{o1}(t_1)=-U_T=-6V$，

终了值：$u_{o1}(t_1)=-U_T=6V$，$u_{o2}=-U_{OM}=-12V$，

代入上式得：$6=-\dfrac{1}{10^5\times 10^{-7}}\times(-12)\times\dfrac{T}{2}-6$

求出振荡周期：$T=20ms$

求解脉冲宽度 T_1：$\because U_I=-\dfrac{1}{RC}\cdot(-U_{OM})\cdot\dfrac{T_1}{2}-U_T$，　　$\therefore T_1=\dfrac{6+U_I}{600}$

求解占空比：$\delta=\dfrac{T_1}{T}=\dfrac{6+U_I}{12}$

(2) u_{o1}、u_{o2} 和 u_{o3} 的波形如图 6.34 所示。

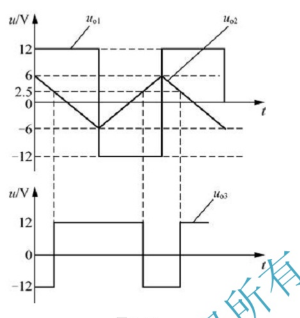


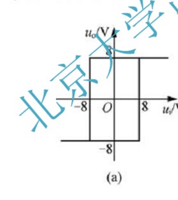
图 6.34

11. 解：（1）A_1：滞回比较器；A_2：积分运算电路。

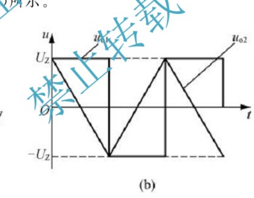
（2）根据 $u_{P1}=\frac{R_1}{R_1+R_2}\cdot u_{o1}+\frac{R_2}{R_1+R_2}\cdot u_o=\frac{1}{2}(u_{o1}+u_o)=u_{N1}=0$，可得

$$\pm U_T=\pm 8\text{V}$$

u_{o1}与 u_o的关系曲线如图 6.35(a)所示。



(a)



(b)

图 6.35

（3）u_o与 u_{o1}的运算关系式：

$$u_o=-\frac{1}{R_4C}u_{o1}(t_2-t_1)+u_o(t_1)$$
$$=-2000u_{o1}(t_2-t_1)+u_o(t_1)$$

（4）u_{o1}与 u_o的波形如图 6.35(b)所示。

（5）要提高振荡频率，可以减小 R_4、C、R_1或增大 R_2。

12. 解：图中两个电路均为绝对值运算电路。运算关系式分别为

（a）$u_o=|u_i|$；（b）$u_o=\frac{R_L}{R_1}|u_i|$。

13. 解：（1）u_{o1}和u_o的波形如图6.36所示。

（2）求解振荡频率：首先求出电压比较器的阈值电压，然后根据振荡周期近似等于积分电路正向积分时间求出振荡周期，振荡频率是其倒数。

$$\pm U_T = \pm U_Z = \pm 8\text{V};$$

$$U_T \approx -\frac{1}{R_1 C} u_i T - U_T;$$

$$T \approx \frac{2U_T R_1 C}{u_i};$$

$$f \approx \frac{u_i}{2U_T R_1 C} = 0.625 u_i$$

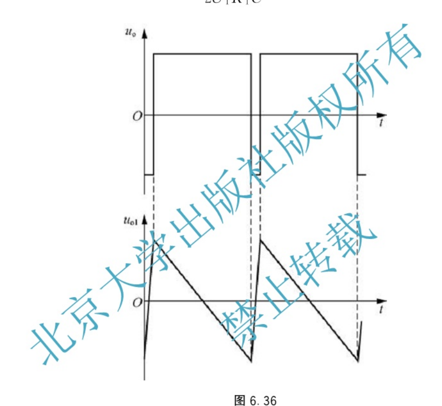
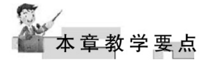


图6.36

第7章

功率放大电路



本章教学要点

本章主要讨论、分析了功率放大电路的特点、分类，以及各类功率放大电路的原理、性能。各知识点的基本要求见下表。

知识要点		掌握程度	相关知识
功率放大器的特点和主要研究对象		熟悉	
功率放大器的分类		掌握	
甲类功率放大电路		掌握	
互补对称功率放大电路	OCL 电路	重点掌握	
	OTL 电路	重点掌握	
交越失真的概念及克服交越失真的方法		熟悉	失真的产生与分类
估算功率放大电路的输出功率和效率		掌握	
功放管的选择		了解	晶体管极限参数
集成功率放大器的性能特点及其应用		熟悉	

7.1　基本知识点及重点难点剖析

7.1.1　功率放大器的特点和主要研究对象

功率放大器的主要功能是在保证信号不失真(或失真较小)的前提下获得尽可能大的信号输出功率。由于电路通常工作在大信号状态下，所以常用图解法进行分析。在功率放大器研究中需要关注的主要问题有以下方面。

1. 要求输出功率 P_o尽可能大

为了获得大的功率输出，要求功放管的电压和电流都有足够大的输出幅度，因此，功放管往往在接近极限状态下工作。

2. 效率 η 要高

功率放大电路的输出功率是由直流电源提供的。由于功率放大管有一定的内阻，也就会有一定的功率损耗。放大电路的转换效率定义为负载得到的有用信号功率 P_o与电源提供的直流功率 P_D 之比：$\eta=P_o/P_D$，该比值越大说明电路效率越高。

3. 正确处理输出功率与非线性失真之间的矛盾

同一功放管随着输出功率增大，其非线性失真也随之变得更严重，因此应根据不同的应用场合，合理考虑对非线性失真的要求。

4. 功放管的散热与保护问题

在功率放大器中，有相当大的功率消耗在管子的集电结上，使结温和管壳温度升高。为了充分利用允许的管耗而使管子输出足够大的功率，功放管的散热是一个很重要的问题。

此外，在功率放大器中，为了输出大的信号功率，管子承受的电压要高，通过的电流要大，功放管损坏的可能性也就比较大，所以，功放管的保护问题也不容忽视。

7.1.2　低频功率放大器的分类

(1) 按功率放大电路中功放管静态工作点 Q 在交流负载线上的位置不同，低频功率放大器可分为甲类、乙类、甲乙类和丙类等种工作状态，如图 7.1 所示。

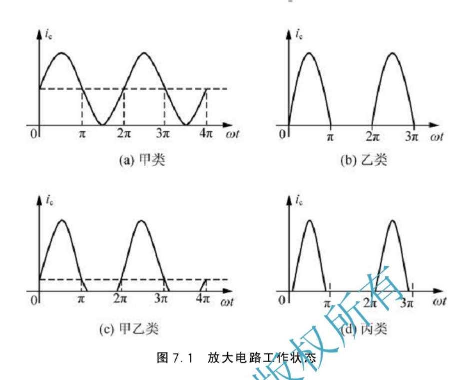


图 7.1　放大电路工作状态

（2）按功率放大电路输出端特点又分为有输出变压器功放电路、无输出变压器功放电路（又称 OTL 电路）、无输出电容器功放电路（又称 OCL 电路）和桥接无输出变压器功放电路（又称 BTL 电路）等几种类型。

（3）按工作信号频率可分为工作信号频率在 1MHz 以下的低频功率放大电路，以及工作信号频率在射频段的高频功率放大电路。

7.1.3　甲类共射放大电路

（1）甲类共射放大电路如图 7.2 所示。

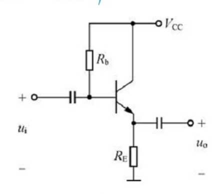


图 7.2　甲类共射放大电路

（2）计算依据如下。

$$P_D=\frac{1}{T}\int_0^T V_{CC}i_C\mathrm{d}t=\frac{V_{CC}}{T}\int_0^T i_C\mathrm{d}t=V_{CC}\times I_{CQ}=V_{CC}^2/2R_E$$

$$P_o=U_oI_o=\frac{U_{om}}{\sqrt{2}}\cdot\frac{I_{om}}{\sqrt{2}}=\frac{1}{2}\frac{U_{om}{}^2}{R_E}$$

则当取 $U_{\mathrm{ommax}}=0.5V_{\mathrm{CC}}$时，有

$$P_{\mathrm{omax}}=\frac{U_{\mathrm{ommax}}{}^{2}}{2R_{\mathrm{E}}}=V_{\mathrm{CC}}^{2}/8R_{\mathrm{E}}$$

$$\eta=\frac{P_{\mathrm{o}}}{P_{\mathrm{D}}}=\frac{U_{\mathrm{om}}{}^{2}}{V_{\mathrm{CC}}{}^{2}}$$

其最大值为 $U_{\mathrm{ommax}}=0.5V_{\mathrm{CC}}$时的值，$\eta_{\max}=P_{\mathrm{omax}}/P_{\mathrm{D}}=25\%$。

7.1.4　乙类双电源(OCL)互补对称功率放大电路

(1) 乙类双电源(OCL)互补对称功率放大电路组成如图 7.3 所示。

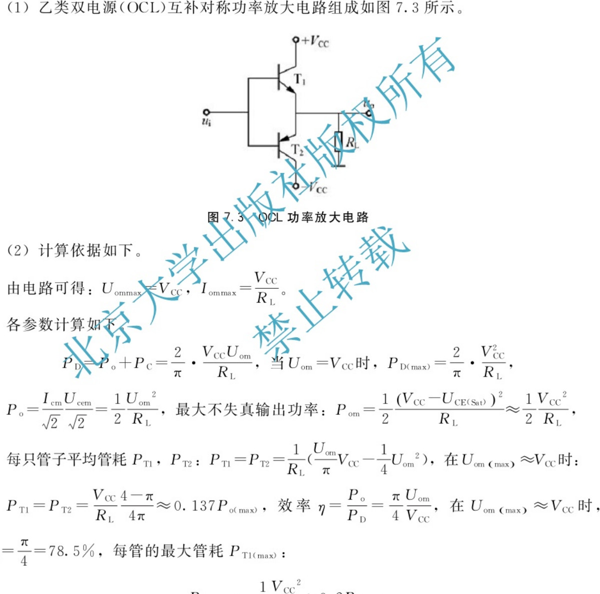


图 7.3　OCL 功率放大电路

(2) 计算依据如下。

由电路可得：$U_{\mathrm{ommax}}=V_{\mathrm{CC}}$，$I_{\mathrm{ommax}}=\frac{V_{\mathrm{CC}}}{R_{\mathrm{L}}}$。

各参数计算如下：

$$P_{\mathrm{D}}=P_{\mathrm{o}}+P_{\mathrm{C}}=\frac{2}{\pi}\cdot\frac{V_{\mathrm{CC}}U_{\mathrm{om}}}{R_{\mathrm{L}}}，当 U_{\mathrm{om}}=V_{\mathrm{CC}}时，P_{\mathrm{D(max)}}=\frac{2}{\pi}\cdot\frac{V_{\mathrm{CC}}^{2}}{R_{\mathrm{L}}},$$

$P_{\mathrm{o}}=\frac{I_{\mathrm{cm}}}{\sqrt{2}}\frac{U_{\mathrm{cem}}}{\sqrt{2}}=\frac{1}{2}\frac{U_{\mathrm{om}}{}^{2}}{R_{\mathrm{L}}}$，最大不失真输出功率：$P_{\mathrm{om}}=\frac{1}{2}\frac{(V_{\mathrm{CC}}-U_{\mathrm{CE(Sat)}})^{2}}{R_{\mathrm{L}}}\approx\frac{1}{2}\frac{V_{\mathrm{CC}}{}^{2}}{R_{\mathrm{L}}}$，

每只管子平均管耗 P_{T1}，P_{T2}：$P_{\mathrm{T1}}=P_{\mathrm{T2}}=\frac{1}{R_{\mathrm{L}}}(\frac{U_{\mathrm{om}}}{\pi}V_{\mathrm{CC}}-\frac{1}{4}U_{\mathrm{om}}{}^{2})$，在 $U_{\mathrm{om\,(max)}}\approx V_{\mathrm{CC}}$时：

$P_{\mathrm{T1}}=P_{\mathrm{T2}}=\frac{V_{\mathrm{CC}}}{R_{\mathrm{L}}}\frac{4-\pi}{4\pi}\approx0.137P_{\mathrm{o(max)}}$，效率 $\eta=\frac{P_{\mathrm{o}}}{P_{\mathrm{D}}}=\frac{\pi}{4}\frac{U_{\mathrm{om}}}{V_{\mathrm{CC}}}$，在 $U_{\mathrm{om\,(max)}}\approx V_{\mathrm{CC}}$时，

$\eta_{\max}=\frac{\pi}{4}=78.5\%$，每管的最大管耗 $P_{\mathrm{T1(max)}}$：

$$P_{\mathrm{T1(max)}}=\frac{1}{\pi^{2}}\frac{V_{\mathrm{CC}}{}^{2}}{R_{\mathrm{L}}}\approx0.2P_{\mathrm{o(max)}}$$

(3) 选管原则如下。

$$P_{\mathrm{CM}}>0.2P_{\mathrm{om}}；U_{\mathrm{CEO}}>2V_{\mathrm{CC}}；I_{\mathrm{CM}}>V_{\mathrm{CC}}/R_{\mathrm{L}}。$$

(4) 存在的问题。由于电路没有直流偏置，而功率三极管的输入特性又存在死区，所以，乙类互补对称功率放大电路的输出信号在零点附近会产生交越失真现象，如图 7.4 所示。

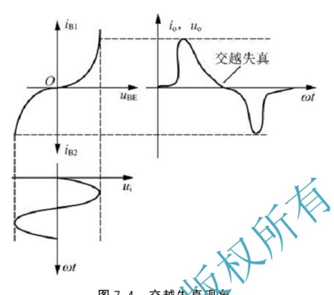


图 7.4　交越失真现象

7.1.5　甲乙类双电源(OCL)互补对称功率放大电路

(1) 为了克服交越失真，使用电路如图 7.5 所示。

(a) 利用二极管进行偏置　　(b) 利用U_{BE}扩大电路进行偏置

图 7.5　甲乙类 OCL 电路

(2) 计算依据如下。

上述电路的静态工作电流虽不为零，但仍然很小，因此，其性能指标仍可用乙类互补对称电路的公式近似进行计算。

7.1.6　单电源(OTL)互补对称功率放大电路

(1) 电路原理图如图 7.6(a)所示，图 7.6(b)是其等效电路。

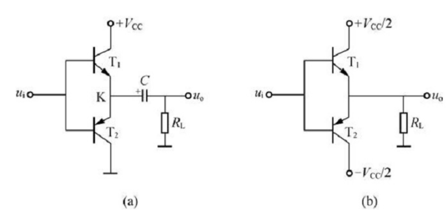


图 7.6　单电源(OTL)互补对称功率放大电路

图 7.6(a)与图 7.3 的最大区别在于输出端接有大容量的电容 C。当 $v_i=0$ 时，由于 T_1、T_2特性相同，即有 $V_K=V_{CC}/2$，电容 C 被充电到 $V_{CC}/2$。设 R_LC 远大于输入信号 v_i 的周期，则 C 上的电压可视为固定不变，电容 C 对交流信号而言可看作短路。因此，用单电源和 C 就可代替 OCL 电路的双电源。

(2) 计算依据如下。

OTL 电路的工作情况与 OCL 电路完全相同，偏置电路也可采用类似的方法处理。估算其性能指标时，用 $V_{CC}/2$ 代替 OCL 电路计算公式中的 V_{CC} 即可。

7.1.7　集成功率放大器

随着线性集成电路的发展，集成功率放大器的应用也日益广泛。OTL、OCL 电路均有多种型号的集成电路，对应各种不同输出功率和不同电压增益。在使用 OTL 集成电路时应当注意外接输出电容。

7.2　典型例题精解

【例 7.1】什么是功率放大电路？对功率放大电路有哪些特殊要求？

分析：本题是用于熟悉功率放大电路的特性。

【解】以输出功率为主的放大电路称功率放大电路。

对功率放大电路有以下 4 点要求。

(1) 输出功率要足够大，输出电阻越小越好。所谓足够大的功率是指能带动负载作功的功率。输出电阻越小，带负载能力越强。

(2) 效率高。也就是说，在电源电压一定的情况下，输出功率要大，而管耗要小。

(3) 非线性失真小。

(4) 有过载保护措施。这是一种防止过载时由于大电流导致烧管的安全措施。一般是设计保护电路。



【例 7.2】在图 7.7(a)所示电路中，设 BJT 的 $\beta=100$，$U_{BE}=0.7V$，$U_{CES}=0.5V$，$I_{CEO}=0$，电容 C 对交流可视为短路。输入信号 u_i为正弦波。

(1) 计算电路可能达到的最大不失真输出功率为 P_{om}；

(2) 此时 R_B应调节到什么数值？

(3) 此时电路的效率 η 是多少？

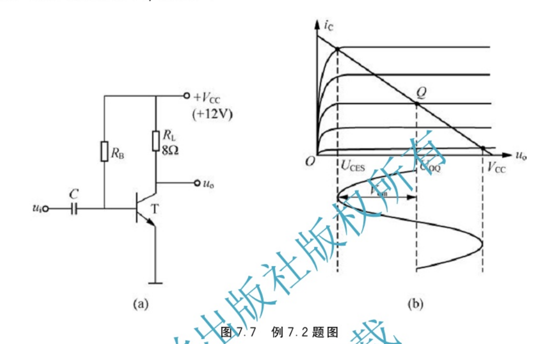


图 7.7　例 7.2 题图

分析：本题是一个基本的甲类单管放大电路，用来熟悉甲类放大电路的分析方法及特点。

【解】(1)先求输出信号的最大不失真幅值。由图 7.7(b)可知：$u_o=U_{CQ}+U_{om}\sin\omega t$

$$\left.\begin{array}{l}U_{CQ}+U_{om}\leqslant V_{CC}\\U_{CQ}-U_{om}\geqslant U_{CES}\end{array}\right\}\rightarrow 2U_{om}\leqslant V_{CC}-U_{CES}\rightarrow U_{om}=\frac{1}{2}(V_{CC}-U_{CES})$$

因此，最大不失真输出功率 P_{om} 为：$P_{om}=\left(\frac{U_{OM}}{\sqrt{2}}\right)^2\frac{1}{R_L}=2.07W$

(2) 静态时，

$$U_{CQ}=\frac{V_{CC}-U_{CES}}{2}+U_{CES}=\frac{1}{2}(V_{CC}+U_{CES})$$

所以

$$I_{CO}=\frac{V_{CC}-U_{CQ}}{R_L}\approx 0.72A$$

$$I_{BO}=\frac{I_{CO}}{\beta}=7.2mA$$

$$R_B=\frac{V_{CC}-U_{BE}}{I_{BQ}}\approx 1.57k\Omega$$

（3）
$$\eta=\frac{P_{om}}{P_D}=\frac{P_{om}}{V_{CC}I_{CQ}}\approx 24\%$$

可见，甲类功率放大电路的效率很低。

【例 7.3】 图 7.8(a)所示为直接耦合功率放大电路，若 V_2、V_3 的饱和压降 $U_{CES}=3V$，试求：

（1）负载 R_L 所得到的最大不失真功率 P_{om}；

（2）电路的实际效率；

（3）晶体管 V_2、V_3 的最大管耗及所承受的最大反向电压(耐压)；

（4）若输入信号波形如图题 7.8(b)所示，试在该图上画出对应的 i_{c2}、i_{c3} 和 U_o 的波形。

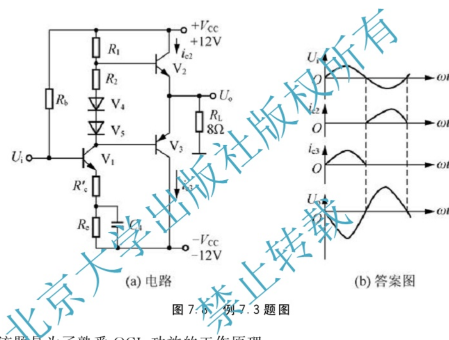


图 7.8　例 7.3 题图

分析：该题是为了熟悉 OCL 功放的工作原理。

【解】（1）用公式求 P_{om}：

$$P_{om}=\frac{(V_{CC}-U_{CES})^2}{2R_L}=\frac{(12-3)^2}{2\times 8}\approx 5W$$

（2）求实际效率 $\eta_{实}$有两种方法。

方法一：$\eta_{实}=\eta_{理}\times\frac{V_{CC}-U_{CES}}{V_{CC}}=78.5\%\times\frac{12-3}{12}\approx 59\%$

方法二：由定义式：$\eta=\frac{P_{om}}{P_V}\times 100\%$

其中，$P_D=\frac{2V_{CC}I_{cm}}{\pi R_L}=\frac{2\times 12\times(12-3)}{3.14\times 8}=8.6W$

则，$\eta_{实}=\frac{P_{om}}{P_D}=\frac{5}{8.6}\times 100\%\approx 58.1\%$

可见，两种方法所得到的结果很近似，均有效。

（3）用公式计算管耗的最大值。为了选管时留有充分的余地，公式中的 P_{om} 要用理想值代入：

$$P_{T1m}=0.2P_{om(理)}=0.2\times\frac{V_{CC}^2}{2\times R_L}=\frac{1}{5}\times\frac{12^2}{2\times 8}=1.8W$$

耐压：
$$U_{RM}=2V_{CC}=2\times 12=24V$$

（4）当 U_i 为正半周时，经 V_1 级放大并反相，在 V_1 集电极出现负半周，V_2、V_3 管的基极均为负，则 V_2 管截止，V_3 管导通，$i_{c2}=0$，i_{c3} 为正半周波形，OCL 功放不反相，因此 U_o 也是负半周。

当 U_i 为负半周时，则情况相反，V_2 管导通，$i_{c2}>0$，有输出，而 V_3 管截止，$i_{c3}=0$ 无输出，U_o 为正半周。比较 U_i 与 U_o 波形，U_o 为反相并放大了的正弦波。i_{c2}、i_{c3}、U_o 波形画在图 7.8(b)中。

【例 7.4】在图 7.9 所示电路中，已知 $V_{CC}=16V$，$R_L=4\Omega$，T_1 和 T_2 管的饱和压降 $|U_{CES}|=2V$，输入电压足够大。试问：

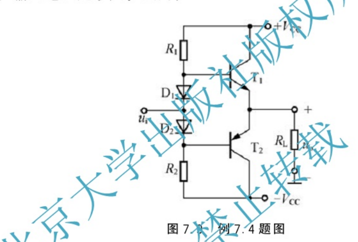


图 7.9　例 7.4 题图

（1）最大输出功率 P_{om} 和效率 η 各为多少？

（2）晶体管的最大功耗 P_{Tmax} 为多少？

（3）为了使输出功率达到 P_{om}，输入电压的有效值约为多少？

分析：该题是为了熟悉 OCL 功放的工作原理。

【解】（1）最大输出功率和效率分别为：

$$P_{om}=\frac{(V_{CC}-U_{CES})^2}{2R_L}=24.5W，\eta=\frac{\pi}{4}\cdot\frac{V_{CC}-U_{CES}}{V_{CC}}\approx 69.8\%$$

（2）晶体管的最大功耗：

$$P_{Tmax}\approx 0.2P_{om}=\frac{0.2\times V_{CC}^2}{2R_L}=6.4W$$

（3）输出功率为 P_{om} 时的输入电压有效值：

$$U_i\approx U_{om}\approx\frac{V_{CC}-U_{CES}}{\sqrt{2}}\approx 9.9V$$

【例 7.5】在图 7.10 所示电路中，已知二极管的导通电压为 $U_D=0.7V$，晶体管导通

时的$|U_{BE}|=0.7V$，T_2和T_3管发射极静态电位$U_{EQ}=0V$。试问：(1)T_1、T_3和T_5管的基极静态电位各为多少？(2)设$R_2=10k\Omega$，$R_3=100\Omega$。若T_1和T_3管基极的静态电流可以忽略不计，则T_5管集电极静态电流约为多少？静态时$u_i=$？(3)若静态时$i_{B1}>i_{B3}$，应调节哪个参数可使$i_{B1}=i_{B3}$？如何调节？(4)电路中二极管的个数可以是1、2、3、4吗？你认为哪个最合适？为什么？

分析：该题是为了熟悉OCL功放的工作原理。

【解】(1) T_1、T_3和T_5管的基极静态电位分别为$U_{B1}=1.4V$；$U_{B3}=-0.7V$；$U_{B5}=-17.3V$。

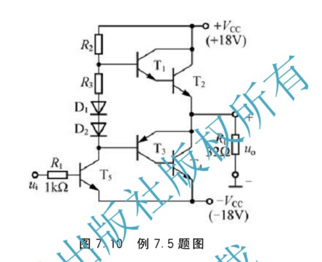


图7.10　例7.5题图

(2) 静态时T_5管集电极电流：$I_{CQ}\approx\dfrac{V_{CC}-U_{B1}}{R_2}=1.66mA$；输入电压：$u_i\approx u_{B5}=-17.3V$。

(3) 若静态时$i_{B1}>i_{B3}$，则应增大R_3(调节R_2可以改变输出端的直流电压)。

(4) 采用如图所示两只二极管加一个小阻值电阻合适，也可只用3只二极管。这样一方面可使输出级晶体管工作在临界导通状态，可以消除交越失真；另一方面在交流通路中，D_1和D_2管之间的动态电阻又比较小，可忽略不计，从而减小交流信号的损失。

【例7.6】电路如图7.11所示，管子在输入信号u_i作用下，在一个周期内T_1和T_2轮流导电约180°，电源电压$V_{CC}=20V$，$R_L=8\Omega$，试计算：

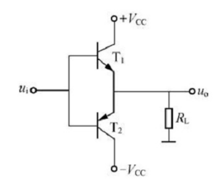


图7.11　例7.6题图

(1) 在输入信号 $U_i=10V$(有效值)时，电路的输出功率、管耗、直流电源供给的功率和效率；

(2) 当输入信号 u_i 的幅值为 $U_{im}=V_{CC}=20V$ 时，电路的输出功率、管耗、直流电源供给的功率和效率。

分析：本题用来熟悉乙类放大电路的分析方法及特点。

【解】(1)由于输入信号的有效值 $U_i=10V$，所以输出信号的有效值 $U_o=10V$。因此，电路的输出功率为：

$$P_o=\frac{U_o^2}{R_L}=12.5W$$

直流电源供给的功率为；

$$P_D=\frac{2}{\pi}\frac{V_{CC}U_{om}}{R_L}\approx 22.5W$$

总的管耗为：$P_T=P_D-P_o=22.5-12.5=10W$，每管的管耗为：$P_{T1}=P_{T2}=P_T/2=5W$

效率为：$\eta=\frac{P_{om}}{P_D}\approx 55.6\%$

(2) 当输入信号 u_i 的幅值为 $U_{im}=V_{CC}=20V$ 时，输出电压的幅值 $U_{om}=20V$，此时，电路的输出功率为：

$$P_o=P_{om}=\frac{1}{2}\frac{U_{om}^2}{R_L}=25W$$

直流电源供给的功率为：

$$P_D=\frac{2}{\pi}\frac{V_{CC}U_{om}}{R_L}\approx 31.85W$$

总的管耗为：$P_T=P_V-P_o=31.85-25=6.85W$，每管的管耗为：$P_{T1}=P_{T2}=P_T/2=3.425W$

效率为：

$$\eta=\frac{P_{om}}{P_D}\approx 78.5\%$$

乙类功率放大电路的最高效率可达 78.5%。

【例 7.7】一个简易手提式小型扩音机的输出级如图 7.12 所示。(1)试计算负载上输出功率和扩音机效率；(2)验算功率 BJT3AD1 的定额是否超过。

分析：本题用来熟悉变压器耦合式乙类功率放大器的分析方法和特点。(1)电路基本上工作在乙类，T_{r2} 内阻可忽略，变压器效率为 0.8。管子 3AD1 的 $|U_{(BR)CER}|=30V$，$I_{CM}=1.5A$，$P_{CM}=1W$(加散热片 $150\times150\times3mm^3$ 时为 8W)；(2)此题的等效交流负载电阻 $R_L'=\left(\frac{N_1}{N_2}\right)^2R_L$；(3)可参考双电源互补对称功放的有关计算公式算出 BJT 集电极输出功率，再乘以变压器就是负载 R_L 上的输出功率。



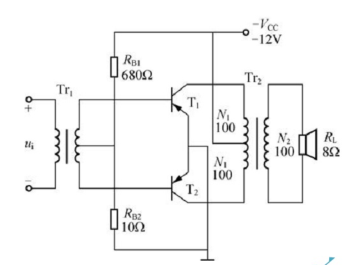


图 7.12　例 7.7 题图

解：

(1) $R'_L=\left(\frac{N_1}{N_2}\right)^2 R_L=8\Omega$，$P_{OC}=\frac{1}{2}\frac{V_{CC}^2}{R'_L}=9\text{W}$，$P_O=P_{OC}\eta_T=7.2\text{W}$

$$P_D=\frac{2}{\pi}\frac{V_{CC}^2}{R'_L}\approx 11.46\text{W}$$

$$\eta=\frac{P_O}{P_D}\approx 62.8\%$$

(2) 最大集电极电流为：$I_{CM}=\frac{V_{CC}}{R'_L}=1.5\text{A}$

每管的最大反压降为：$|U_{CEmax}|=2V_{CC}=24\text{V}$

每管的功耗为：

$$P_{T1}=P_{T2}=\frac{1}{2}(P_D-P_{OC})=1.23\text{W}$$

由上述计算可知：3AD1 的定额未超过，可以使用。

【例 7.8】OTL 电路如图 7.13 所示。

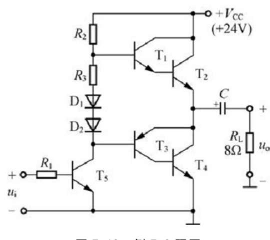


图 7.13　例 7.8 题图



（1）为了使最大不失真输出电压幅值最大，静态时 T_2 和 T_4 管的发射极电位应为多少？若不合适，则一般应调节哪个元件参数？

（2）若 T_2 和 T_4 管的饱和压降 $|U_{CES}|=3V$，输入电压足够大，则电路的最大输出功率 P_{om} 和效率 η 各为多少？

（3）T_2 和 T_4 管的 I_{CM}、$U_{(BR)CEO}$ 和 P_{CM} 应如何选择？

【解】（1）射极电位 $U_E=V_{CC}/2=12V$；若不合适，则应调节 R_2。

（2）最大输出功率和效率分别为

$$P_{om}=\frac{\left(\frac{1}{2}V_{CC}-U_{CES}\right)^2}{2R_L}\approx5.06W;\quad \eta=\frac{\pi}{4}\cdot\frac{\frac{1}{2}V_{CC}-U_{CES}}{\frac{1}{2}V_{CC}}\approx58.9\%$$

（3）T_2 和 T_4 管的 I_{CM}、$U_{(BR)CEO}$ 和 P_{CM} 的选择原则分别为

$$I_{CM}>\frac{V_{CC}}{2R_L}=1.5A;\quad U_{(BR)CEO}>V_{CC}=24V;\quad P_{CM}>\frac{(V_{CC}/2)^2}{2R_L}\approx1.82W$$

【例 7.9】 已知图 7.14 所示电路中，T_2 和 T_4 管的饱和压降 $|U_{CES}|=2V$，导通时的 $|U_{BE}|=0.7V$，输入电压足够大。

（1）A、B、C、D 点的静态电位各为多少？

（2）若管压降 $|U_{CE}|\geqslant3V$，为使最大输出功率 P_{om} 不小于 1.5W，则电源电压至少应取多少？

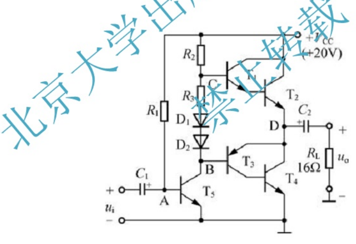


图 7.14　例 7.9 题图

【解】（1）静态电位分别为：

$$U_A=0.7V,\ U_B=9.3V,\ U_C=11.4V,\ U_D=10V$$

（2）由

$$P_{om}=\frac{\left(\frac{1}{2}V_{CC}-U_{CE}\right)^2}{2R_L}=\frac{\left(\frac{1}{2}V_{CC}-3\right)^2}{2\times16}\geqslant1.5W$$

得

$$V_{CC}\geqslant19.9V。$$

【例 7.10】 图 7.15 所示为一输出功率大于 18W 的高传真扩音机复合管互补对称 OCL 电路。

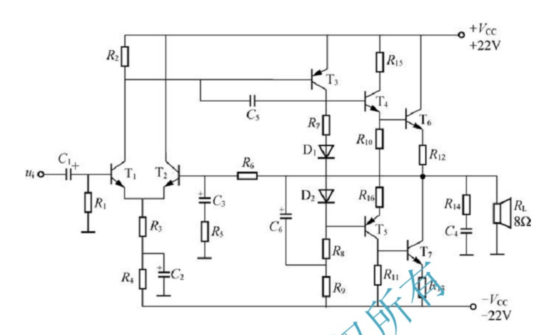


图 7.15　例 7.10 题图

(1) 试说明该电路的结构；

(2) 试说明下列元件在电路中起什么作用：

① R_7、D_1、D_2；　② C_6、R_9；　③ C_5；　④ R_5、R_6、C_3；

⑤ R_{14}、C_4；　⑥ R_{10}、R_{11}；　⑦ R_{12}、R_{13}。

(3) 如果输出端静态电位 $V_O>0$，应调整哪个元件？调大还是调小？

(4) 在调整输出端静态电位时，扬声器应如如何处理(接入电路还是脱开电路，或采取其他方法)？

(5) 为消除交越失真应调整哪个电阻？这个电阻应从小调大还是从大调小？为什么？

(6) 在消除交越失真时，调整电阻对输出端静态电位有无影响？怎样解决？

(7) 假设电压输出最大时，T_6、T_7以及 R_{12}、R_{13}总的电压损失为 4V，试计算电路的最大不失真输出功率以及输出级的效率。

分析：本题是一个较为复杂的甲乙类功率放大器，用于熟悉甲乙类功率放大器电路的分析方法和特点。

解：(1) 该电路主体由以下 3 级组成。

输入级：由 T_1、T_2组成的单端输入、单端输出的长尾式差分放大电路构成；

中间级：由 T_3组成的共发射极放大电路构成，作为功放管的驱动级，R_8为其集电极负载；

输出级：由 T_4～T_7组成的复合管甲乙类互补对称 OCL 功放电路组成。

(2) 部分元件的作用分别如下所述。

① R_7、D_1、D_2为 T_4～T_7设置静态工作点，消除交越失真。此外，由于 D_1和 D_2选用了与 T_4和 T_5材料相同的硅二极管，可以获得较好的温度补偿作用。

② C_6、R_9组成自举电路，以提高该电路的负向输出幅度。

③ C_5用于频率补偿，以消除自激振荡。

④ R_5、R_6、C_3引入交流电压串联负反馈，改善放大器的动态性能，同时，R_6还引入了直流负反馈，以稳定静态工作点。

⑤ R_{14}、C_4与负载并联，使等效负载接近纯电阻性，以避免由于感性负载产生过电压而击穿输出功率管。

⑥ R_{10}和R_{11}是泄露电阻，分别减少复合管总的穿透电流，并增加T_6和T_7的击穿电压值。

⑦ R_{12}和R_{13}是负反馈电阻，用于提高电路的温度稳定性。

(3) 若静态时$V_O>0$，应将R_2的阻值调小。理由如下。

$$R_2\swarrow\rightarrow V_{BE3}\swarrow\rightarrow I_{B3}\swarrow\rightarrow I_{C3}\swarrow\rightarrow V_{C3}\swarrow\rightarrow V_O\swarrow$$

(4)在调整过程中，为避免$V_O\neq0$时可能烧坏扬声器，宜用假负载代替扬声器。

(5) 为了消除交越失真，应调整R_7，并且R_7应该从小调大，直到交越失真刚好消失为止，如果R_7的阻值过大，有可能使T_6、T_7管的电流过大而烧坏。

(6) 在$V_O=0$时调整R_7的阻值，会使$V_O\neq0$，因此，应将R_2和R_7交替反复调整，直至$V_O=0$且刚好消除交越失真为止。

(7) 电路的最大不失真电压幅值为：$U_{om}=\left(V_{CC}-\frac{1}{2}\times4\right)=20\text{V}$

最大不失真输出功率为：$P_{om}=\frac{1}{2}\frac{U_{om}^2}{R_L}=25\text{W}$

直流电源提供的功率为：$P_D=\frac{2}{\pi}\frac{V_{CC}U_{om}}{R_L}\approx35\text{W}$

输出级的效率为：$\eta=\frac{P_{om}}{P_D}\approx71.4\%$

【例 7.11】 一个用集成功放 LM384 组成的功率放大电路如图 7.16 所示。已知电路在通带内的电压增益为 40dB，在$R_L=8\Omega$时的最大输出电压(峰—峰值)可达 18V，当v_i为正弦信号时，求：

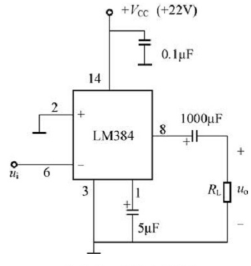


图 7.16　例 7.11 题图

（1）最大不失真输出功率 P_{om}；

（2）输出功率最大时的输入电压有效值。

分析：本题用来熟悉集成功率放大器的分析方法。

【解】

（1）$P_{om}=\frac{1}{2}\frac{U_{om}^2}{R_L}\approx 5.1\text{W}$

（2）由于 $U_{om}=18/2=9\text{V}$，而 $20\lg A_u=40\text{dB}$　即 $A_u=100$，所以

$$U_{im}=\frac{U_{om}}{A_u}=\frac{9}{100}=0.09\text{V}，U_i=\frac{U_{im}}{\sqrt{2}}\approx 64\text{mV}$$

7.3　习题选编及答案

7.3.1　习题选编

一、判断题（分析下列说法是否正确，凡对者在括号内打“√”，凡错者在括号内打“×”）

1. 在功率放大电路中，输出功率愈大，功放管的功耗愈大。（　　）

2. 可以说任何放大电路都有功率放大作用。（　　）

3. 功率放大电路的最大输出功率是指在基本不失真情况下，负载上可能获得的最大交流功率。（　　）

4. 当 OCL 电路的最大输出功率为 2W 时，功放管的集电极最大耗散功率应大于 2W。（　　）

5. 在推挽功率放大器中，当两只晶体三极管有合适的偏流时，就可以消除交越失真。（　　）

6. 功率放大器的主要任务就是向负载提供足够大的不失真的功率信号。（　　）

7. 乙类互补对称功率放大电路功率要比甲类功率放大电路要高。（　　）

8. 功率放大电路与电压放大电路、电流放大电路的共同点是

（1）都使输出电压大于输入电压；（　　）

（2）都使输出电流大于输入电流；（　　）

（3）都使输出功率大于信号源提供的输入功率。（　　）

9. 功率放大电路与电压放大电路的区别是

（1）前者比后者电源电压高；（　　）

（2）前者比后者电压放大倍数数值大；（　　）

（3）前者比后者效率高；（　　）

(4) 在电源电压相同的情况下，前者比后者的最大不失真输出电压大。 ( )

10. 功率放大电路与电流放大电路的区别是

(1) 前者比后者电流放大倍数大； ( )

(2) 前者比后者效率高； ( )

(3) 在电源电压相同的情况下，前者比后者的输出功率大。 ( )

二、填空题

1. 工作于甲类的放大器是指导通角等于( )，乙类放大电路的导通角等于( )，工作于甲乙类时，导通角为( )。

2. OCL 电路是( )电源互补功放，OTL 是( )电源互补功放。

3. 甲类功率输出级电路的缺点是( )，乙类功率输出级的缺点是( )，故一般功率输出级应工作于( )状态。

4. 甲类功率输出级，管子集电极耗散功率最大时，输出功率等于( )；乙类功率输出级输出功率等于零时，集电极耗散功率等于( )，集电极耗散功率最大时，最大输出功率是理想值的( )倍。

5. 乙类互补功放存在( )失真，可以利用( )类互补功放来克服。

6. 甲乙类互补功率放大器，可以消除( )类互补功率( )失真。

7. 甲类功放最高效率为( )，乙类功放最高效率为( )。

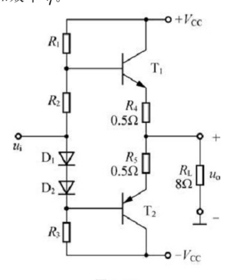
三、综合题

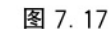
1. 在图 7.17 所示电路中，已知 $V_{CC}=15V$，T_1和 T_2管的饱和管压降 $|U_{CES}|=2V$，输入电压足够大。求：

(1) 最大不失真输出电压的有效值；

(2) 负载电阻 R_L 上电流的最大值；

(3) 最大输出功率 P_{om}和效率 η。




图 7.17

2. 在图 7.17 所示电路中，R_4 和 R_5 可起短路保护作用。试问：当输出因故障而短路时，晶体管的最大集电极电流和功耗各为多少？

3. 在图 7.18 所示电路中，已知 $V_{CC}=15V$，T_1 和 T_2 管的饱和管压降 $|U_{CES}|=1V$，集成运放的最大输出电压幅值为 $\pm13V$，二极管的导通电压为 0.7V。

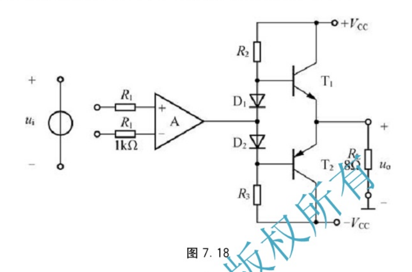


图 7.18

(1) 若输入电压幅值足够大，则电路的最大输出功率为多少？

(2) 为了提高输入电阻，稳定输出电压，且减小非线性失真，应引入哪种组态的交流负反馈？画出图来。

(3) 若 $u_i=0.1V$ 时，$u_o=5V$，则反馈网络中电阻的取值约为多少？

4. OTL 电路如图 7.19 所示。试求：

(1) 为了使最大不失真输出电压幅值最大，静态时 T_2 和 T_4 管的发射极电位应为多少？若不合适，则一般应调节哪个元件参数？

(2) 若 T_2 和 T_4 管的饱和管压降 $|U_{CES}|=3V$，输入电压足够大，则电路的最大输出功率 P_{om} 和效率 η 各为多少？

(3) T_2 和 T_4 管的 I_{CM}、$U_{(BR)CEO}$ 和 P_{CM} 应如何选择？

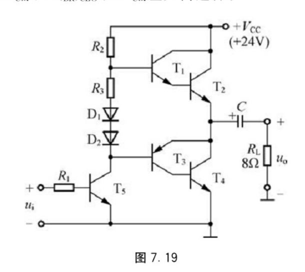


图 7.19

5. 已知图 7.20 所示电路中 T_1 和 T_2 管的饱和管压降 $|U_{CES}|=2V$，导通时的 $|U_{BE}|=0.7V$，输入电压足够大。试求：

(1) A、B、C、D 点的静态电位各为多少？

(2) 为了保证 T_2 和 T_4 管工作在放大状态，管压降 $|U_{CE}|\geqslant 3V$，电路的最大输出功率 P_{om} 和效率 η 各为多少？

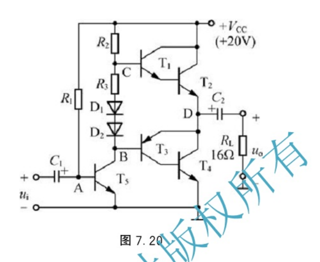


图 7.20

6. 现有一半导体收音机，输出级采用图 7.21(a)所示电路。试回答下列问题：

(1) 有人说：当电源接通后。无信号输出(即喇叭不响)时，输出级 BJT 的损耗最小，你认为这种说法对不对？为什么？

(2) 设输出变压器效率为 80%，T 的型号为 3AX22，其输出特性如图 7.21(b)所示，试用图解法确定负载上的输出功率和效率。

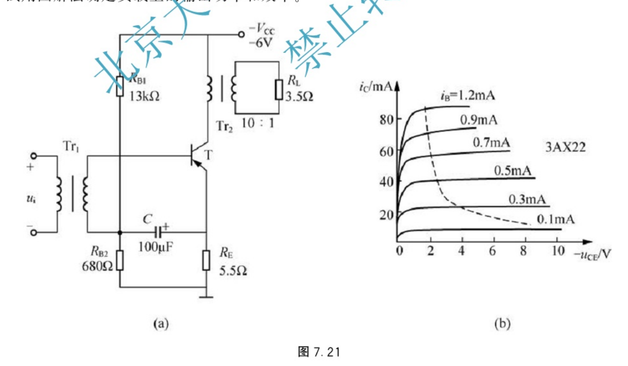


图 7.21

7. 2030 集成功率放大器的一种应用电路如图 7.22 所示，假定其输出级 BJT 的饱和压

降 U_{CES} 可以忽略不计，u_i 为正弦电压。

(1) 指出该电路属于 OTL 还是 OCL 电路；

(2) 求理想情况下最大输出功率 P_{om}；

(3) 求电路输出级的效率 η。

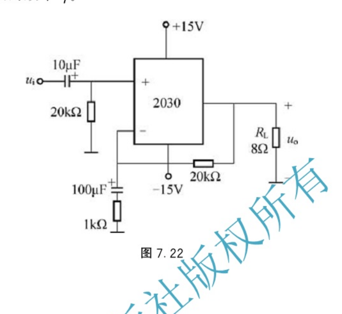


图 7.22

7.3.2 习题答案

一、判断题

1. ×；2. √；3. √；4. ×；5. √；6. √；7. ×；8. ××√；9. ××√√；10. ×√√

二、填空题

1. 360°、180°、180°～360°；2. 双、单；3. 效率低、交越失真、甲乙类；4. 管子集电极、耗散功率、直流电源功率；5. 交越、甲乙；6. 乙类、交越；7. 50%、78.5%

三、综合题

1. 解：(1) 最大不失真输出电压的有效值

$$U_{om}=\frac{R_L}{R_L+R_4}\cdot(V_{CC}-U_{CES})/\sqrt{2}\approx 8.65\text{V}$$

(2) 负载电流的最大值

$$i_{Lmax}=\frac{V_{CC}-U_{CES}}{R_L+R_4}\approx 1.53\text{A}$$

(3) 最大输出功率和效率分别为：

$$P_{om}=\frac{U_{om}^2}{R_L}\approx 9.35\text{W}；\ \eta=\frac{\pi}{4}\cdot\frac{V_{CC}-U_{CES}}{V_{CC}}\cdot\left(\frac{R_L}{R_L+R_4}\right)^2\approx 60.3\%$$

2. 解：当输出短路时，功放管的最大集电极电流和功耗分别为

$$i_{\mathrm{Cmax}}=\frac{V_{\mathrm{CC}}-U_{\mathrm{CES}}}{R_4}\approx 26\mathrm{A};$$

$$P_{\mathrm{Tmax}}=\frac{V_{\mathrm{CC}}^2}{\pi^2 R_4}\approx 45.6\mathrm{W}$$

3. 解：(1) 输出电压幅值和最大输出功率分别为 $u_{\mathrm{Omax}}\approx 13\mathrm{V}$；

$$P_{\mathrm{om}}=\frac{(u_{\mathrm{Omax}}/\sqrt{2})^2}{R_{\mathrm{L}}}\approx 10.6\mathrm{W}。$$

(2) 应引入电压串联负反馈，电路如图 7.23 所示。

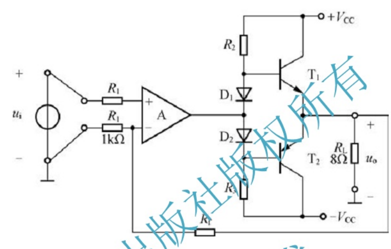


图 7.23

(3) 在深度负反馈条件下，电压放大倍数为

$$\dot{A}_{\mathrm{u}}=1+\frac{R_{\mathrm{f}}}{R_1}=\frac{\dot{U}_{\mathrm{o}}}{\dot{U}_{\mathrm{i}}}=50。$$

已知 $R_1=1\mathrm{k}\Omega$，故 $R_{\mathrm{f}}=49\mathrm{k}\Omega$。

4. 解：(1) 射极电位 $U_{\mathrm{E}}=V_{\mathrm{CC}}/2=12\mathrm{V}$；若不合适，则应调节 R_2。

(2) 最大输出功率和效率分别为

$$P_{\mathrm{om}}=\frac{\left(\frac{1}{2}V_{\mathrm{CC}}-U_{\mathrm{CES}}\right)^2}{2R_{\mathrm{L}}}\approx 5.06\mathrm{W}；\eta=\frac{\pi}{4}\cdot\frac{\frac{1}{2}V_{\mathrm{CC}}-U_{\mathrm{CES}}}{\frac{1}{2}V_{\mathrm{CC}}}\approx 58.9\%$$

(3) T_2 和 T_4 管的 I_{CM}、$U_{\mathrm{(BR)CEO}}$ 和 P_{CM} 的选择原则分别为

$$I_{\mathrm{CM}}>\frac{V_{\mathrm{CC}}}{2R_{\mathrm{L}}}=1.5\mathrm{A}；U_{\mathrm{(BR)CEO}}>V_{\mathrm{CC}}=24\mathrm{V}；P_{\mathrm{CM}}>\frac{(V_{\mathrm{CC}}/2)^2}{2R_{\mathrm{L}}}\approx 1.82\mathrm{W}。$$

5. 解：(1) 静态电位分别为：

$U_{\mathrm{A}}=0.7\mathrm{V}$，$U_{\mathrm{B}}=9.3\mathrm{V}$，$U_{\mathrm{C}}=11.4\mathrm{V}$，$U_{\mathrm{D}}=10\mathrm{V}$。

(2) 由 $P_{\mathrm{om}}=\dfrac{\left(\frac{1}{2}V_{\mathrm{CC}}-U_{\mathrm{CE}}\right)^2}{2R_{\mathrm{L}}}=\dfrac{\left(\frac{1}{2}V_{\mathrm{CC}}-3\right)^2}{2\times 16}\geqslant 1.5\mathrm{W}$

得：$V_{CC} \geqslant 19.9V$。

6. 解：(1) 此种说法不对。理由如下。

$$\left.\begin{array}{l}\text{甲类功率放大电路中，} I_C \text{基本不变，} P_D \text{基本不变。} \\ \text{无信号时，} P_D = P'_T \\ \text{有信号时，} P_D = P_o + P_T\end{array}\right\} \longrightarrow P'_T > P_T$$

所以，无信号输出时，输出级BJT的损耗最大。

(2) R_L等效到三极管集电极的阻值为：

$$R'_L = \left(\frac{N_1}{N_2}\right)^2 R_L = 10^2 \times 3.5 = 350\Omega$$

之后，按普通放大器进行分析。

首先确定电路的静态工作点。

$$U_{BQ} = \frac{R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}}(-V_{CC}) = \frac{0.68}{13 + 0.68} \times (-6) = -0.298V$$

$$I_{CQ} \approx I_{EQ} = \frac{U_{RE}}{R_E} = \frac{0 - U_{EQ}}{R_E} = \frac{-\ (U_{BQ} - U_{BE})}{R_E} = \frac{-[-0.298 - (-0.2)]}{5.5} \approx 17.8mA$$

$$U_{CEQ} = -(V_{CC} - I_{CQ}R_E) = -(-6 - 17.8 \times 10^{-3} \times 5.5) \approx -6V$$

在输出特性曲线上过Q点作斜率为$-\frac{1}{R'_L}$的交流负载线MN，如图7.24所示。由图可见：交流输出电压和电流的幅值分别为：

$$V_{cemax} \approx V_{CC} = 6V，\ I_{cmax} \approx I_{CQ} = 17.8mA$$

所以，输出功率为：

$$P_{oc} = \frac{1}{2} V_{cemax} I_{cmax} = \frac{1}{2} \times 6 \times 17.8 \approx 53.4mW$$

负载获得的功率为：

$$P_o = P_{oc} \times 80\% = 53.4 \times 80\% \approx 42.7mW$$

效率为：

$$\eta - \frac{P_o}{P_V} = \frac{P_o}{V_{CC} I_{CQ}} = \frac{42.7}{17.8 \times 6} \times 100\% \approx 40\%$$

图 7.24

7. 解：(1) 该电路属于 OCL 电路。

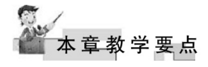
(2) $P_{om}=\frac{1}{2}\times\frac{U_{om}^2}{R_L}=\frac{1}{2}\times\frac{V_{CC}^2}{R}=\frac{1}{2}\times\frac{15^2}{8}\approx 14.06\text{W}$

(3) $P_V=\frac{2}{\pi}\times\frac{V_{CC}^2}{R_L}=\frac{2}{3.14}\times\frac{15^2}{8}\approx 17.9\text{W}$

$\eta=\frac{P_{om}}{P_D}=\frac{14.06}{17.9}\times 100\%\approx 71.4\%$

第8章

直流稳压电源



本章教学要点

直流电源的组成及各部分的作用；整流电路的工作原理及其主要参数计算；各种滤波电路的工作原理和性能特点；各种稳压电路的工作原理、性能特点和使用。各知识点的基本要求见下表。

知识要点	掌握程度
直流稳压电源的组成及各部分的作用	正确理解
分析整流电路的工作原理，估算输出电压和电流平均值	熟练掌握
滤波电路的工作原理	熟练掌握
估算电容滤波电路输出电压的平均值	了解
串联稳压电路的工作原理，估算输出电压的调节范围	了解
集成稳压器的工作原理	了解
集成稳压器的应用	熟练掌握

8.1 基本知识点及重点难点剖析

8.1.1 直流电源的组成及单相整流电路

1. 直流电源

1）直流电源定义

将频率为50Hz、有效值为220V的交流电压转换为电压幅值为几伏到几十伏、输出电流为几安以下的单相小功率直流稳压电源。

2）直流电源组成

直流电源由变压器、整流电路、滤波电路、稳压电路4个部分组成；其中变压器是把有效值为220V的交流电压变换为幅值为几伏到几十伏的交流电；整流电路将交流电转为具有直流电成分的脉动直流电；滤波电路将脉动直流中的交流成分滤除，减少交流成分，增加直流成分；稳压电路对整流后的直流电压采用稳压及负反馈技术进一步稳定直流电压。

3）直流电源作用

电子电路工作时都需要直流电源提供能量，电池因使用费用高，一般只用于低功耗便携式的仪器设备中，大部分电子仪器设备、家用电器、计算机都需要把交流电源变换为直流稳压电源。

2. 整流电路

1）半波整流电路的组成及工作原理分析

（1）半波整流电路如图8.1所示。

（2）工作原理分析：u_2正半周，二极管D导通，产生电流从A点流出，经过二极管D和负载电阻R_L流入B点，$u_o=u_2$；u_2负半周，二极管D截止，无电流产生，$u_o=0$。

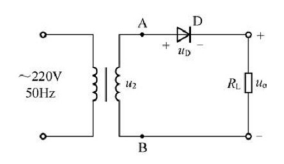


图8.1 单相半波整流电路

2）半波整流电路基本参数的含义及其计算

（1）输出电压平均值$U_{O(AV)}$：负载电阻上电压的平均值



$$U_{O(AV)}=\frac{1}{2\pi}\int_0^\pi\sqrt{2}U_2\sin\omega t\,d(\omega t)=\frac{\sqrt{2}}{\pi}U_2\approx0.45U_2$$

(2) 输出电流平均值 $I_{O(AV)}$：流过负载电阻上电压的平均值

$$I_{O(AV)}=\frac{U_{O(AV)}}{R_L}\approx\frac{0.45U_2}{R_L}$$

(3) 脉动系数 S：最低次谐波的幅值与输出电压平均值之比

$$S=\frac{U_{o1M}}{U_{O(AV)}}=\frac{\frac{U_2}{\sqrt{2}}}{\frac{\sqrt{2}U_2}{\pi}}=\frac{\pi}{2}\approx1.57$$

(4) 二极管的平均电流 $I_{D(AV)}$：等于负载电流的平均值 $I_{O(AV)}$

$$I_{D(AV)}=I_{O(AV)}=\frac{0.45V_2}{R_L}$$

(5) 二极管所承受的最大反向电压 U_{Rmax}

$$U_{Rmax}=\sqrt{2}U_2$$

3) 全波桥式整流电路的组成及工作原理分析

(1) 全波桥式整流电路如图 8.2 所示。

(2) 工作原理分析：u_2 正半周，二极管 D_1、D_3 导通，D_2、D_4 截止，产生电流从 A 点流出，经 D_1、R_L、D_3 流入 B 点，$u_o=u_2$；u_2 负半周，二极管 D_2、D_4 导通，D_1、D_3 截止，产生电流从 B 点流出，经 D_2、R_L、D_4 流入 A 点，$u_o=-u_2$。

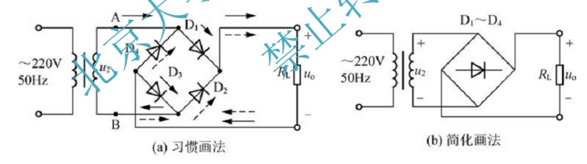


图 8.2 单相桥式整流电路

4) 全波桥式整流电路参数计算

(1) 输出电压平均值 $U_{O(AV)}$：

$$U_{O(AV)}=\frac{1}{\pi}\int_0^\pi\sqrt{2}U_2\sin\omega t\,d(\omega t)=\frac{2\sqrt{2}}{\pi}U_2\approx0.9U_2$$

(2) 输出电流平均值 $I_{O(AV)}$：

$$I_{O(AV)}=\frac{U_{O(AV)}}{R_L}\approx\frac{0.9U_2}{R_L}$$

(3) 脉动系数 S：

$$S=\frac{U_{o1M}}{U_{O(AV)}}=\frac{2}{3}\approx 0.67$$

（4）二极管的平均电流 $I_{D(AV)}$：等于负载电流的平均值 $I_{O(AV)}$ 的一半。

$$I_{D(AV)}=\frac{I_{O(AV)}}{2}=\frac{0.45V_2}{R_L}$$

（5）二极管所承受的最大反向电压 U_{Rmax}

$$U_{Rmax}=\sqrt{2}U_2$$

8.1.2　滤波电路和稳压管稳压电路

1．滤波电路

1）滤波的基本概念

滤波电路利用电抗性元件对交、直流阻抗的不同，实现滤波。电容器 C 对直流开路，对交流阻抗小，所以 C 应该并联在负载两端。电感器 L 对直流阻抗小，对交流阻抗大，因此 L 应与负载串联。

2）电容滤波电路

现以单相桥式整流电容滤波电路为例来说明。电容滤波电路如图 8.3 所示，在负载电阻上并联了一个滤波电容 C。

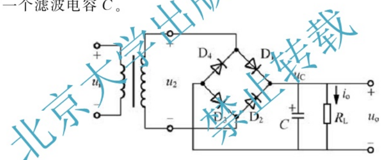


图 8.3　电容滤波电路

（1）滤波原理。若 u_2 处于正半周，二极管 D_1、D_3 导通，变压器次端电压 u_2 给电容器 C 充电。此时 C 相当于并联在 u_2 上，所以输出波形同 u_2，是正弦波。

当 u_2 到达 $\omega t=\pi/2$ 时，开始下降。先假设二极管关断，电容 C 就要以指数规律向负载 R_L 放电。指数放电起始点的放电速率很大。在刚过 $\omega t=\pi/2$ 时，正弦曲线下降的速率很慢。所以刚过 $\omega t=\pi/2$ 时二极管仍然导通。在超过 $\omega t=\pi/2$ 后的某个点，正弦曲线下降的速率越来越快，当刚超过指数曲线起始放电速率时，二极管关断。所以在 t_2 到 t_3 时刻，二极管导电，C 充电，$V_i=V_o$ 按正弦规律变化；t_1 到 t_2 时刻二极管关断，$V_i=V_o$ 按指数曲线下降，放电时间常数为 R_LC。

（2）电容滤波电路参数的计算。电容滤波电路的计算比较麻烦，因为决定输出电压的因素较多。工程上有详细的曲线可供查阅，一般常采用以下近似估算法。

一种是用锯齿波近似表示，即 $V_o=\sqrt{2}V_2\left(1-\dfrac{T}{4R_LC}\right)$。

另一种是在 $R_LC=(3\sim5)\dfrac{T}{2}$ 的条件下，近似认为 $V_o=1.2V_2$。

3）电感滤波电路

利用储能元件电感器 L 的电流不能突变的性质，把电感 L 与整流电路的负载 R_L 相串联，也可以起到滤波的作用。

桥式整流电感滤波电路和电感滤波的波形图如图 8.4 所示。当 v_2 正半周时，D_1、D_3 导电，电感中的电流将滞后 v_2。当 v_2 负半周时，电感中的电流将更换经由 D_2、D_4 提供。因桥式电路的对称性和电感中电流的连续性，4 个二极管 D_1、D_3、D_2、D_4 的导电角都是 180°。

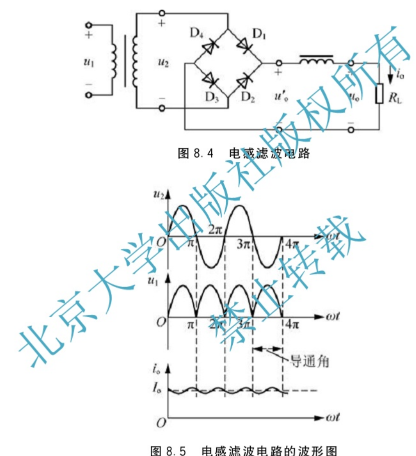


图 8.4　电感滤波电路

图 8.5　电感滤波电路的波形图

2. 稳压管稳压电路

1）稳压二极管稳压电路的原理

硅稳压二极管稳压电路的电路如图 8.6 所示。它是利用稳压二极管的反向击穿特性稳压的，由于反向特性陡直，较大的电流变化只会引起较小的电压变化。

（1）输入电压变化时如何稳压。根据电路图可知

$$V_O=V_Z=V_I-V_R=V_I-I_RR$$

$$I_R=I_L+I_Z$$

输入电压V_I的增加，必然引起V_O的增加，即V_Z增加，从而使I_Z增加，I_R增加，使V_R增加，从而使输出电压V_O减小。这一稳压过程可概括如下。

$$V_I\uparrow\rightarrow V_O\uparrow\rightarrow V_Z\uparrow\rightarrow I_Z\uparrow\rightarrow I_R\uparrow\rightarrow V_R\uparrow\rightarrow V_O\downarrow$$

这里V_O减小应理解为，由于输入电压V_I的增加，在稳压二极管的调节下，使V_O的增加没有那么大而已。V_O还是要增加一点的，这是一个有差调节系统。

（2）负载电流变化时如何稳压。负载电流I_O的增加，必然引起I_R的增加，即V_R增加，从而使$V_Z=V_O$减小，I_Z减小。I_Z的减小必然使I_R减小，V_R减小，从而使输出电压＝V_O增加。这一稳压过程可概括如下。

$$I_O\uparrow\rightarrow I_R\uparrow\rightarrow V_R\uparrow\rightarrow V_Z\downarrow(V_O\downarrow)\rightarrow I_Z\downarrow\rightarrow I_R\downarrow\rightarrow V_R\downarrow\rightarrow V_O\uparrow$$

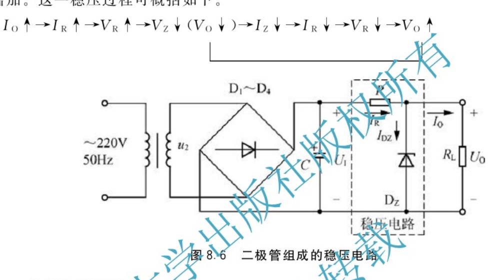


图 8.6　二极管组成的稳压电路

2）稳压电阻的计算

稳压二极管稳压电路的稳压性能与稳压二极管击穿特性的动态电阻有关，与稳压电阻R的阻值大小有关。稳压二极管的动态电阻越小，稳压电阻R越大，稳压性能越好。

（1）当输入电压最小，负载电流最大时，流过稳压二极管的电流最小。此时I_Z不应小于I_{Zmin}，由此计算出来稳压电阻的最大值，实际选用的稳压电阻应小于最大值。即

$$R_{max}=\frac{V_{Imin}-V_Z}{I_{Zmin}+I_{Lmax}}$$

（2）当输入电压最大，负载电流最小时，流过稳压二极管的电流最大。此时I_Z不应超过I_{Zmax}，由此可计算出来稳压电阻的最小值。即

$$R_{min}=\frac{V_{Imax}-V_Z}{I_{Zmax}+I_{Lmin}}$$

$$R_{min}<R<R_{max}$$

稳压二极管在使用时，一定要串入限流电阻，不能使它的功耗超过规定值，否则会造成损坏！

8.1.3 串联型稳压电路

1. 线性串联型稳压电路

稳压二极管的缺点是工作电流较小，稳定电压值不能连续调节。线性串联型稳压电源工作电流较大，输出电压一般可连续调节，稳压性能优越。目前这种稳压电源已经制成单片集成电路，广泛应用在各种电子仪器和电子电路之中。线性串联型稳压电源的缺点是损耗较大、效率低。

典型的串联型稳压电路如图 8.7 所示。它由调整管、放大环节、比较环节、基准电压源几个部分组成。其工作原理分两种情况来加以讨论。

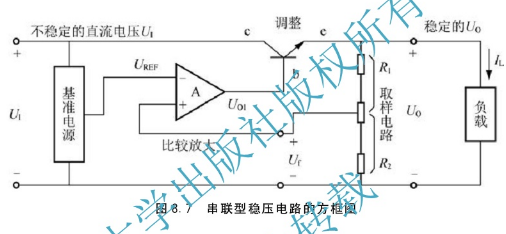


图 8.7 串联型稳压电路的方框图

(1) 输入电压变化，负载电流保持不变。

输入电压 V_I 的增加，必然会使输出电压 V_O 有所增加，输出电压经过取样电路取出一部分信号 V_F 与基准源电压 V_{REF} 比较，获得误差信号 ΔV。误差信号经放大后，用 V_{O1} 去控制调整管的管压降 V_{CE} 增加，从而抵消输入电压增加的影响。

$$V_I \uparrow \rightarrow V_O \uparrow \rightarrow V_F \uparrow \rightarrow V_{O1} \downarrow \rightarrow V_{CE} \uparrow \rightarrow V_O \downarrow$$

(2) 负载电流变化，输入电压保持不变。

负载电流 I_L 的增加，必然会使输入电压 V_I 有所减小，输出电压 V_O 必然有所下降，经过取样电路取出一部分信号 V_F 与基准电压源 V_{REF} 比较，获得的误差信号使 V_{O1} 增加，从而使调整管的管压降 V_{CE} 下降，从而抵消因 I_L 增加使输入电压减小的影响。

$$I_L \uparrow \rightarrow V_I \downarrow \rightarrow V_O \downarrow \rightarrow V_F \downarrow \rightarrow V_{O1} \uparrow \rightarrow V_{CE} \downarrow \rightarrow V_O \uparrow$$

(3) 输出电压调节范围的计算方法如下。

由图可知

$$V_F \approx V_{REF}$$

$$V_O \approx V_{O1} = \left(1 + \frac{R_1 + R_2'}{R_3 + R_2''}\right) V_{REF}$$

调节 R_2 显然可以改变输出电压。

2. 三端集成稳压器

将线性串联稳压电源和各种保护电路集成在一起就得到了集成稳压器。早期的集成稳压器外引线较多，现在的集成稳压器只有 3 个外引线：输入端、输出端和公共端。它的电路符号如图 8.8 所示，外形如图 8.9 所示。要特别注意，不同型号，不同封装的集成稳压器，它们 3 个电极的位置是不同的，要查手册确定。

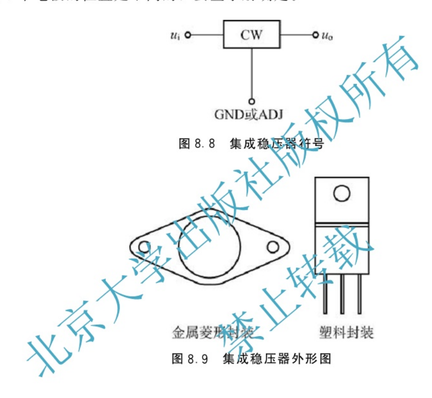


图 8.8　集成稳压器符号

图 8.9　集成稳压器外形图

8.2　典型例题精解

【例 8.1】 试分析图 8.10 所示桥式整流电路中的二极管 D_2 或 D_4 断开时负载电压的波形。如果 D_2 或 D_4 接反，后果如何？如果 D_2 或 D_4 因击穿或烧坏而短路，后果又如何？

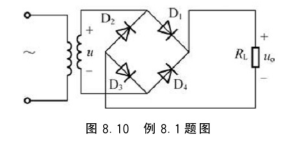


图 8.10　例 8.1 题图

【解】当 D_2 或 D_4 断开后电路为单相半波整流电路。正半周时，D_1 和 D_3 导通，负载中有电流流过，负载电压 $v_o=v$；负半周时，D_1 和 D_3 截止，负载中无电流通过，负载两端无电压，$v_o=0$，波形如图 8.11 所示。

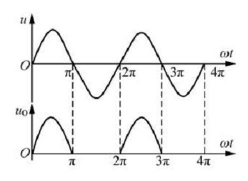


图 8.11　例 8.2 题解

如果 D_2 或 D_4 接反，则正半周时，二极管 D_1、D_4 或 D_2、D_3 导通，电流经 D_1、D_4 或 D_2、D_3 而造成电源短路，电流很大，因此变压器及 D_1、D_4 或 D_2、D_3 将被烧坏。

如果 D_2 或 D_4 因击穿烧坏而短路，则正半周时，情况与 D_2 或 D_4 接反类似，电源及 D_1 或 D_3 也将因电流过大而烧坏。

【例 8.2】电路如图 8.12 所示。

(1) 设变压器副边电压的有效值 $V_2=20V$，求 V_1是多少？并说明电路中 T_1、R_1、D_{Z2} 的作用；

(2) 当 $V_{Z1}=6V$，$V_{BE}=0.7V$，电位器 R_P 箭头在中间位置，不接负载电阻 R_L 时，试计算 A、B、C、D、E 点的电位和 V_{CE3} 的值；

(3) 计算输出电压的调节范围；

(4) 当 $V_O=12V$、$R_L=150Ω$，$R_2=510Ω$ 时，计算调整管 T_3 的功耗 P_{C3}。

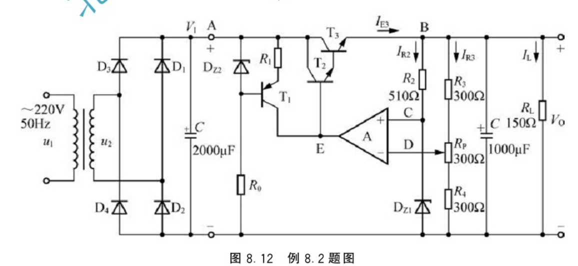


图 8.12　例 8.2 题图

【解】(1) $V_I=(1.1\sim1.2)V_2$，取 $V_I=1.2V_2$

则
$$V_I=1.2V_2=1.2\times20=24V$$

T_1、R_1和D_{Z2}为启动电路(提供V_E)

(2) 当$V_{Z1}=6V$，$V_{BE}=0.7V$，电位器R_P箭头在中间位置，不接负载电阻R_L时，试计算A、B、C、D、E点的电位和V_{CE3}的值；

$$V_A=V_I=24V$$

$$V_B=V_O=V_{Z1}\left(\frac{R_3+R_P+R_4}{R_4+\frac{1}{2}R_P}\right)=V_{Z1}\left(\frac{R_3+R_P+R_4}{R_4+\frac{1}{2}R_P}\right)=12V$$

$$V_C=V_D=V_{Z1}=6V$$

$$V_E=V_O+2V_{BE}=12V+1.4V=13.4V$$

$$V_{CE3}=V_A-V_O=24V-12V=12V$$

(3) 计算输出电压的调节范围。

$$V_O=V_{Z1}\left(\frac{R_3+R_P+R_4}{R_4+\frac{1}{2}R_P}\right),$$

$$V_{Omin}=V_{Z1}\left(\frac{R_3+R_P+R_4}{R_4+\frac{1}{2}R_P}\right)=9V,\ V_{Omax}=V_{Z1}\left(\frac{R_3+R_P+R_4}{R_4+\frac{1}{2}R_P}\right)=18V$$

(4) 当$V_O=12V$、$R_L=150\Omega$，$R_2=510\Omega$时，计算调整管T_3的功耗P_{C3}。

$$I_L=\frac{V_O}{R_L}=\frac{12V}{150\Omega}=0.08A=80mA,\ I_{R3}=\frac{V_O}{R_3+R_P+R_4}=\frac{12V}{900\Omega}=13.3mA,$$

$$I_{R2}=\frac{V_O-V_{Z1}}{R_2}=\frac{12V-6V}{510\Omega}=11.7mA$$

所以

$$I_{C3}=I_L+I_{R3}+I_{R2}=105mA,\ P_{C3}=V_{CE3}\times I_{C3}=(V_A-V_O)\times I_{C3}=1.26W$$

【例 8.3】电路如图 8.13 所示。合理连线，构成 5V 的直流电源。

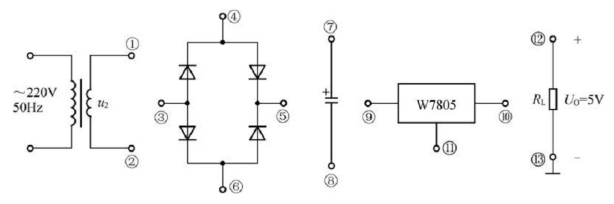


图 8.13　例 8.3 题图

【解】 ①接④，②接⑥，⑤接⑦、⑨，③接⑧、⑪、⑬，⑩接⑫，如图 8.14 所示。

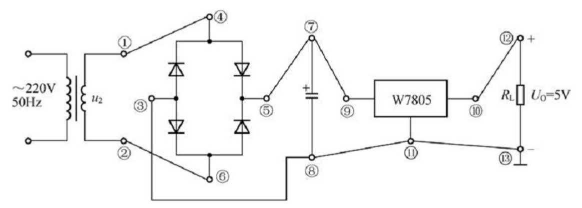


图 8.14　例 8.3 题解

【例 8.4】 直流稳压电源如图 8.15 所示。

(1) 说明电路的整流电路、滤波电路、调整管、基准电压电路、比较放大电路、采样电路等部分各由哪些元件组成。

(2) 标出集成运放的同相输入端和反相输入端。

(3) 写出输出电压的表达式。

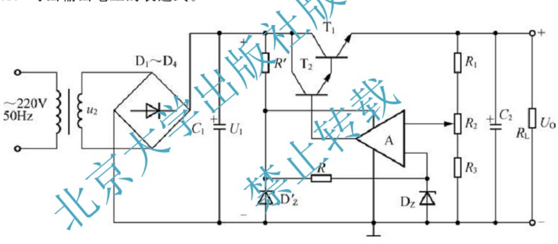


图 8.15　例 8.4 题图

【解】 (1) 整流电路：$D_1 \sim D_4$；滤波电路：C_1；调整管：T_1、T_2；基准电压电路：R'、R'_Z、R、D_Z；比较放大电路：A；取样电路：R_1、R_2、R_3。

(2) 为了使电路引入负反馈，集成运放的输入端上为"－"下为"＋"。

(3) 输出电压的表达式为

$$\frac{R_1+R_2+R_3}{R_2+R_3} \cdot U_Z \leqslant U_O \leqslant \frac{R_1+R_2+R_3}{R_3} \cdot U_Z$$

8.3 习题选编及答案

8.3.1 习题选编

一、判断题(判断下列说法是否正确，用“√”和“×”表示对和错并填入括号内)

1. 直流电源是一种将正弦信号转换为直流信号的波形变换电路。 ( )

2. 在变压器副边电压和负载电阻相同的情况下，桥式整流电路的输出电流是半波整流电路输出电流的2倍。 ( )

3. 若U_2为电源变压器副边电压的有效值，则半波整流电容滤波电路和全波整流电容滤波电路在空载时的输出电压均为$\sqrt{2}U_2$。 ( )

4. 当输入电压U_I和负载电流I_L变化时，稳压电路的输出电压是绝对不变的。 ( )

5. 一般情况下，开关型稳压电路比线性稳压电路效率要高。 ( )

6. 在单相桥式整流电容滤波电路中，若有一只整流管断开，输出电压平均值为原来的一半。 ( )

7. 线性直流稳压电路中的调整管工作在线性放大状态，开关型稳压电路中的调整管工作在开关状态。 ( )

8. 电容滤波电路适用于小负载电流，而电感滤波电路适用于大负载电流。 ( )

9. 因为串联型稳压电路中引入了深度负反馈，因此也可能产生自激振荡。 ( )

10. 对于理想的稳压电路，$\Delta U_O/\Delta U_I=0$，$R_O=0$。 ( )

二、单项选择题(将正确答案填入括号内)

1. 整流的目的是( )。

A. 将交流变为直流信号　　B. 将高频变为低频信号

C. 将正弦波变为方波

2. 滤波电路应选用( )

A. 高通滤波电路　B. 低通滤波电路　C. 带通滤波电路

3. 直流稳压电路中滤波电路的目的是( )

A. 将交流变为直流　　B. 将高频变为低频

C. 将交、直流混合量中的交流成分滤掉

4. 开关型直流电源比线性直流电源效率高的原因是( )

A. 调整管工作在开关状态　　B. 输出端有LC滤波电路

C. 可以不用电源变压器

5. 若要组成输出电压可调、最大输出电流为3A的直流稳压电源，则应采用( )

A. 电容滤波稳压管稳压电路　　B. 电感滤波稳压管稳压电路

C. 电容滤波串联型稳压电路　　D. 电感滤波串联型稳压电路

三、填空题

1. 硅稳压二极管的稳压电路由(　　)、(　　)和(　　)组成。

2. 硅稳压二极管是一种具有(　　)作用的特殊晶体二极管，它可组成并联型稳压电路，适用于负载电流较(　　)及电压稳定(　　)的场合。

3. 直流稳压电源是一种当交流电网电压变化时或(　　)变动时，能保持(　　)电压基本稳定的直流电源。

4. 稳压电源的稳压电路可分为(　　)型和(　　)型两类；其中(　　)型稳压电路具有输出电流较大，输出电压可调等优点而被广泛应用。

5. 稳压电源的质量指标有：稳压系数、(　　)、(　　)和(　　)等。

6. 带有放大环节的串联型晶体管一般由(　　)、(　　)、(　　)和(　　)4个部分组成。

7. 直流稳压电源(　　)、(　　)、(　　)组成。

8. 整流电路的作用是将交流电压变换为(　　)。

9. 串联型稳压电源实质上是一个输入为直流电压的(　　)，稳压性能好，反馈类型为(　　)。

10. 三端集成稳压器CW78系列输出电压为(　　)值，CW79系列输出电压为(　　)值。

四、综合题

1. 在图8.16中，已知$R_L=80\Omega$，直流电压表V的读数为110V，试求：(1)直流电流表A的读数；(2)整流电流的最大值；(3)交流电压表V_1的读数；(4)变压器副边电流的有效值。二极管的正向压降忽略不计。

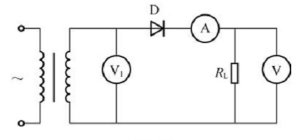


图8.16

2. 电路如图8.17所示，变压器副边电压有效值为$2U_2$。

(1) 画出u_2、u_{D1}和u_o的波形；

(2) 求输出电压平均值$U_{O(AV)}$和输出电流平均值$I_{L(AV)}$的表达式；

(3) 求二极管的平均电流$I_{D(AV)}$和所承受的最大反向电压U_{Rmax}的表达式。

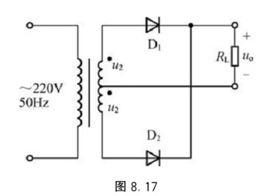


图 8.17

3. 电路如图 8.18 所示。(1)分别标出 u_{o1} 和 u_{o2} 对地的极性；(2)u_{o1}、u_{o2} 分别是半波整流还是全波整流？(3)当 $U_{21}=U_{22}=20$V 时，$U_{o1(AV)}$ 和 $U_{o2(AV)}$ 各为多少？(4)当 $U_{21}=18$V，$U_{22}=22$V 时，画出 u_{o1} 和 u_{o2} 的波形；并求出 $U_{o1(AV)}$ 和 $U_{o2(AV)}$ 各为多少。

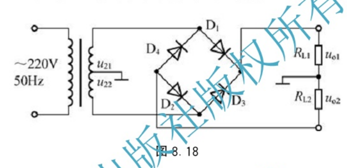


图 8.18

4. 分别判断图 8.19 所示各电路能否作为滤波电路，简述理由。

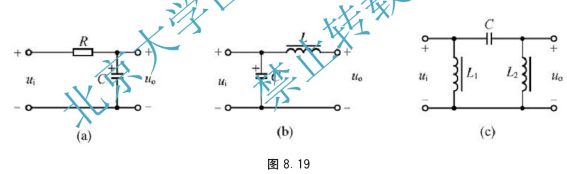


图 8.19

5. 在图 8.20 所示稳压电路中，已知稳压管的稳定电压 U_Z 为 6V，最小稳定电流 I_{Zmin} 为 5mA，最大稳定电流 I_{Zmax} 为 40mA；输入电压 U_I 为 15V，波动范围为±10%；限流电阻 R 为 200Ω。(1)电路是否能空载？为什么？(2)作为稳压电路的指标，负载电流 I_L 的范围为多少？

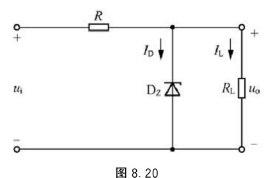


图 8.20

6. 电路如图 8.20 所示，已知稳压管的稳定电压为 6V，最小稳定电流为 5mA，允许耗散功率为 240mW，动态电阻小于 15Ω。求：

(1) 当输入电压为 20～24V、R_L 为 200～600Ω 时，限流电阻 R 的选取范围是多少？

(2) 若 R＝390Ω，则电路的稳压系数 S_r 为多少？

7. 电路如图 8.21 所示，已知稳压管的稳定电压为 6V，最小稳定电流为 5mA，允许耗散功率为 240mW；输入电压为 20～24V、R_1＝360Ω。求：

(1) 为保证空载时稳压管能够安全工作，R_2 应选多大？

(2) 当 R_2 按上面原则选定后，负载电阻允许的变化范围是多少？

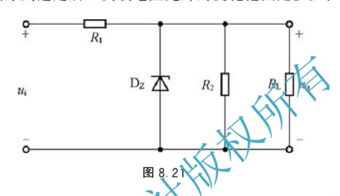


图 8.21

8. 电路如图 8.22 所示，已知稳压管的稳定电压 U_Z＝6V，晶体管的 U_{BE}＝0.7V，R_1＝R_2＝R_3＝300Ω，u_i＝24V。判断出现下列现象时，分别因为电路产生什么故障(即哪个元件开路或短路)。

(1) u_o≈24V；(2)u_o≈23.3V；(3)u_o≈12V 且不可调；

(4) u_o≈6V 且不可调；(5)u_o 可调范围为 6～12V。

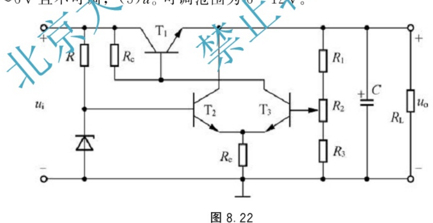


图 8.22

9. 直流稳压电源如图 8.23 所示。(1)说明电路的整流电路、滤波电路、调整管、基准电压电路、比较放大电路、取样电路等部分各由哪些元件组成；(2)标出集成运放的同相输入端和反相输入端；(3)写出输出电压的表达式。

10. 在图 8.24 所示电路中，设 $I'_1 \approx I'_O$＝1.5A，晶体管 T 的 $U_{EB} \approx U_D$，R_1＝1Ω，R_2＝2Ω，$I_D \gg I_B$。求 I_L 与 I'_O的关系式。

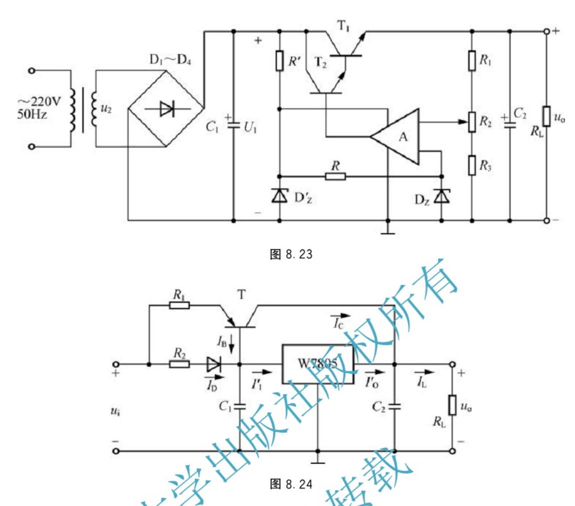


图 8.23

图 8.24

11. 在图 8.25 电路中，$R_1=240\Omega$，$R_2=3k\Omega$；W117 输入端和输出端电压允许范围为 3～40V，输出端和调整端之间的电压 U_{REF} 为 1.25V。求：

(1) 输出电压的调节范围；(2)输入电压允许的范围。

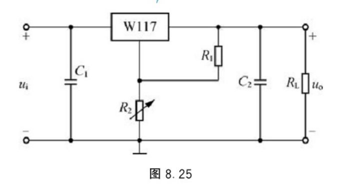


图 8.25

12. 分别求出图 8.26 所示各电路输出电压的表达式。

13. 在图 8.27 所示电路中，已知输出电压的最大值 U_{Omax} 为 25V，$R_1=240\Omega$；W117 的输出端和调整端间的电压 $U_R=1.25V$，允许加在输入端和输出端的电压为 3～40V。求：

(1)输出电压的最小值 U_{Omin}；(2)R_2 的取值；(3)若 U_I 的波动范围为±10%，则为保证输出电压的最大值 U_{Omax} 为 25V，U_I 至少应取多少 V？为保证 W117 安全工作，U_I 的最大值为多少 V？

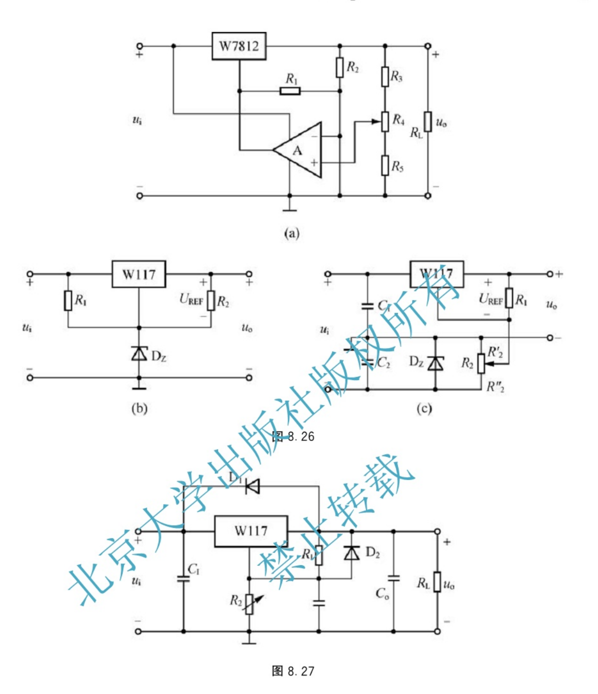


图 8.26

图 8.27

8.3.2　习题答案

一、判断题(判断下列说法是否正确，用“√”和“×”表示对和错并填入括号内)

1. ×；2. √；3. √；4. ×；5. √；6. ×；7. √；8. √；9. √；10. √

二、单项选择题(将正确答案填入括号内)

1. A；2. B；3. C；4. A；5. D

三、填空题

1. 稳压二极管、限流电阻、负载；2. 稳压、小、不变；3. 负载、输出；4. 并联、串联、串联；5. 输出电阻、电压调整率、纹波电压；6. 采样电路、基准电源、比较放大电路、调整元件；7. 整流电路、滤波电路、稳压电路；8. 脉动的直流电压；9. 负反馈直流放大器、深度负反馈；10. 正、负

四、综合题

1. 解：(1) 根据欧姆定律 $I=U/R$，直流电流表 A 的读数为：I = 110/80 = 11/8A

(2) 因为电流只能测有效值，最大值要乘以$\sqrt{2}$，即 $11/8\sqrt{2}$A

(3) 110V；(4)11/8A

2. 解：(1) 全波整流电路，波形如图 8.28 所示。

(2) 输出电压平均值 $U_{O(AV)}$ 和输出电流平均值 $I_{L(AV)}$ 为

$$U_{O(AV)} \approx 0.9U_2 \qquad I_{L(AV)} \approx \frac{0.9U_2}{R_L}$$

(3) 二极管的平均电流 $I_{D(AV)}$ 和所承受的最大反向电压 U_R 为

$$I_D \approx \frac{0.45U_2}{R_L} \qquad U_R = 2\sqrt{2}U_2$$

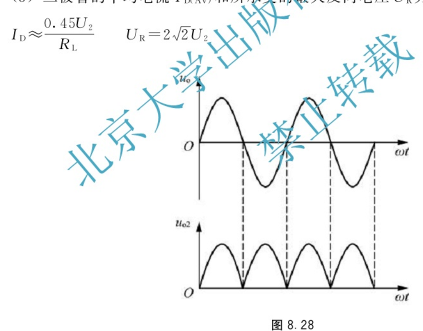


图 8.28

3. 解：(1) 均为上“+”、下“－”。(2)均为全波整流。

(3) $U_{o1(AV)}$ 和 $U_{o2(AV)}$ 为

$$U_{o1(AV)} = -U_{o2(AV)} \approx 0.9U_{21} = 0.9U_{22} = 18V$$

(4) u_{o1}、u_{o2} 的波形如图 8.29 所示。它们的平均值为

$$U_{o1(AV)} = -U_{o2(AV)} \approx 0.45U_{21} + 0.45U_{22} = 18V$$

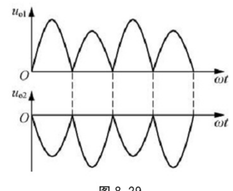


图 8.29

4. 解：图 8.19(a)、(b)所示电路可用于滤波，图 8.19(c)所示电路不能用于滤波。因为电感对直流分量的电抗很小、对交流分量的电抗很大，所以在滤波电路中应将电感串联在整流电路的输出和负载之间。因为电容对直流分量的电抗很大、对交流分量的电抗很小，所以在滤波电路中应将电容并联在整流电路的输出或负载上。

5. 解：(1) 由于空载时稳压管流过的最大电流为

$$I_{DZmax}=I_{Rmax}=\frac{U_{Imax}-U_Z}{R}=52.5\text{mA}>I_{Zmax}=40\text{mA}$$

所以不能空载。

(2) 根据 $I_{DZmin}=\frac{U_{Imin}-U_Z}{R}-I_{Lmax}$，负载电流的最大值

$$I_{Lmax}=\frac{U_{Imin}-U_Z}{R}-I_{DZmin}=32.5\text{mA}$$

根据 $I_{DZmax}=\frac{U_{Imax}-U_Z}{R}-I_{Lmin}$，负载电流的最小值

$$I_{Lmin}=\frac{U_{Imax}-U_Z}{R}-I_{DZmax}=12.5\text{mA}$$

所以，负载电流的范围为 12.5～32.5mA。

6. 解：(1) 因为 $I_{Zmax}=P_{ZM}/U_Z=40\text{mA}$，$I_L=U_Z/R_L=10\sim30\text{mA}$，所以 R 的取值范围为

$$R_{max}=\frac{U_{Imin}-U_Z}{I_Z+I_{Lmax}}=400\Omega$$

$$R_{min}=\frac{U_{Imax}-U_Z}{I_{Zmax}+I_{Lmin}}=360\Omega$$

(2) 稳压系数为

$$S_r\approx\frac{r_Z}{R}\cdot\frac{U_I}{U_Z}\approx0.154$$

7. 解：R_1 中的电流和稳压管中的最大电流为：

$$I_{R1}=\frac{U_I-U_Z}{R_1}\approx39\sim50\text{mA}$$

$$I_{Zmax}=\frac{P_{ZM}}{U_Z}=40\text{mA}$$

（1）为保证空载时稳压管能够安全工作

$$R_2=\frac{U_Z}{(I_{R1max}-I_{Zmax})}=600\Omega$$

（2）负载电流的最大值

$$I_{Lmax}=I_{R1min}-I_{R2}-I_{Zmin}=24\text{mA}$$

负载电阻的变化范围

$$R_{Lmin}=\frac{U_Z}{I_{Lmax}}=250\Omega$$

$$R_{Lmin}=\infty$$

8. 解：（1）T_1 的 c、e 短路；（2）R_c 短路；（3）R_2 短路；

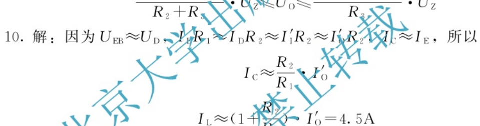
（4）T_2 的 b、c 短路；（5）R_1 短路。

9. 解：（1）整流电路：$D_1\sim D_4$；滤波电路：C_1；调整管：T_1、T_2；基准电压电路：R'、D_Z'、R、D_Z；比较放大电路：A；取样电路：R_1、R_2、R_3。

（2）为了使电路引入负反馈，集成运放的输入端上为“－”下为“＋”。

（3）输出电压的表达式为

$$\frac{R_1+R_2+R_3}{R_2+R_3}\cdot U_Z\leqslant U_O\leqslant\frac{R_1+R_2+R_3}{R_3}\cdot U_Z$$



10. 解：因为 $U_{EB}\approx U_D$、$I_E R_1\approx I_D R_2\approx I_1' R_2\approx I_O' R_2$、$I_C\approx I_E$，所以

$$I_C\approx\frac{R_2}{R_1}\cdot I_O'$$

$$I_L\approx(1+\frac{R_2}{R_1})\cdot I_O'=4.5\text{A}$$

11. 解：（1）输出电压的调节范围

$$U_O\approx(1+\frac{R_2}{R_1})U_{REF}=1.25\sim16.9\text{V}$$

（2）输入电压取值范围

$$U_{Imin}=U_{Omax}+U_{12min}\approx20\text{V}$$

$$U_{Imax}=U_{Omin}+U_{12max}\approx41.25\text{V}$$

12. 解：在图 8.26(a)所示电路中，W7812 的输出为 U_{REF}，基准电压

$$U_R=\frac{R_2}{R_1+R_2}\cdot U_{REF}$$

输出电压的表达式

$$\frac{R_3+R_4+R_5}{R_3+R_4}\cdot U_R\leqslant U_o\leqslant\frac{R_3+R_4+R_5}{R_3}\cdot U_R$$

在图 8.26(b)所示电路中，输出电压的表达式

$$U_o=U_Z+U_{REF}=(U_Z+1.25)\text{V}$$

在图 8.26(c)所示电路中，输出电压的表达式

$$U_O=U_{REF}-\frac{R_2'}{R_2}\cdot U_Z=U_{REF}\sim(U_{REF}-U_Z)$$

13. 解：(1) 输出电压的最小值 $U_{Omin}=12.5V$

(2) 因为

$$U_{Omax}=(1+\frac{R_2}{R_1})\times 1.25V=25V$$

$$R_1=240\Omega$$

所以

$$R_2=4.56k\Omega$$

(3) 输入电压的取值范围为

$$U_{Imin}\approx\frac{U_{Omax}+U_{12min}}{0.9}\approx 31.1V$$

$$U_{Imax}\approx\frac{U_{Omin}+U_{12max}}{1.1}\approx 37.5V$$